

## 明細書

### 高周波電源装置

#### 5 技術分野

本発明は、負荷に高周波電力を供給する高周波電源装置に関し、特に、プラズマ発生装置やレーザ発振装置などの電源として用いるのに好適な高周波電源装置に関するものである。

#### 10 背景技術

プラズマ発生装置やレーザ発振装置等の電源として用いる高周波電源装置は、基本的には、図22に示したように、所定の周波数の高周波信号を出力する発振部1と、この発振部の出力を増幅する増幅部2と、増幅部2に直流電源電圧  $V_{dc}$  を供給する直流電源部3と、増幅部2が出力する高周波出力を検出する高周波出力検出部4と、高周波出力検出部4により検出される高周波出力を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に保つように制御する制御部5とにより構成され、増幅部2の出力が負荷6に供給される。

発振部1は、所定の周波数の高周波信号を発生する発振器と、必要に応じて該発振器の出力を増幅する増幅器とにより構成され、増幅部2は、電力増幅器2aにより構成される。

制御部5は、高周波出力設定値  $P_{fset}$  と高周波出力検出部4により検出された高周波出力  $P_{fdet}$  を入力として、増幅部2から負荷6に与えられる高周波出力  $P_{fout}$  が、高周波出力設定値  $P_{fset}$  に等しくなるよう25に直流電源部3の出力電圧  $V_{dc}$  を制御したり、発振部1の出力を制御したり、増幅部2のゲインを制御したりする。

このような高周波電源装置では、負荷変動により高周波電源装置の出

カインピーダンスと負荷インピーダンスとの整合がとれなくなると、負荷 6 側から過大な反射波電力が増幅器 102 に流入し、破損するおそれがあるため、従来、例えば特公平 5-76045 号公報や特開 2001-244754 号公報に示されるように、反射波電力に対して増幅器を 5 破損するおそれがない大きさの保護設定値を定めて、負荷からの反射波電力が保護設定値を超えないように、高周波電源装置から負荷に供給する高周波出力（進行波電力または有効電力）を制限する制御を行わせて、増幅器を反射波電力から保護することが行われている。

また、例えば特開平 11-233294 号公報や特開 2001-3510 699 号公報には、増幅器で発生している損失を求めて、この損失を、増幅器が破損しない範囲の最大値付近の値に定めた損失設定値以下に保つように増幅器の出力を制御するようにした高周波電源装置が示されている。

しかし、従来の高周波電源装置における反射波電力から増幅器を保護する方法は、反射波電力により増幅器で発生する損失が増大して、増幅器が破損するおそれが生じたときに、増幅器の出力を低下させることにより、増幅器の保護を図っていたため、増幅器を保護する制御が行われたときに電源出力（進行波電力または有効電力）が設定値よりもかなり低い値に制限されるという問題があった。

特に、高周波電源装置の出力端子間に接続される負荷のインピーダンスが変化する場合、反射係数の大きさが同じであっても、反射係数の位相角が変化すると、最大高周波出力（高周波電源装置から出力することができる進行波電力または有効電力の最大値）が変化するため、反射係数の位相角が特定の値を示す負荷インピーダンスに対して最大高周波出力が著しく小さくなるという問題があった。

なお、反射係数の位相角が特定の値を示す負荷に対して高周波電源装置の最大高周波出力を大きくしようとすると、増幅器で生じる損失が大

きくなり、この損失により生じる発熱によって増幅器が破損するおそれがある。具体的には、増幅器に設けられている半導体増幅素子のジャンクション温度が許容値を超え、当該半導体増幅素子が破損するおそれがある。このため、反射係数の位相角が特定の値を示す負荷に対して高周波電源装置の最大高周波出力を増大させることは実質的にできない。

## 発明の開示

本発明の目的は、増幅器で生じる損失が大きくなる負荷が接続されたときに、増幅器を破損することなく、従来よりも大きい高周波出力（進行波電力または有効電力）を負荷に供給することができるようとした高周波電源装置を提供することにある。

本発明の第1の側面において提供される高周波電源装置は、高周波信号を出力する発振部と、前記発振部の出力を増幅して負荷に高周波出力を供給する増幅部と、前記増幅部に直流電源電圧を供給する直流電源部とを備えた高周波電源装置において、前記増幅部で生じている損失を演算する損失演算部と、前記損失演算部により演算された損失演算値が予め設定された損失設定値を超えたときに前記損失演算値が前記損失設定値に等しくなるまで前記直流電源部から前記増幅部に供給する直流電源電圧を低下させる制御を行い、前記損失演算値が前記損失設定値以下のときには前記直流電源部から前記増幅部に供給する直流電源電圧を適值に設定された直流電圧設定値に保つ制御を行う第1の制御部と、前記増幅部から負荷に供給される高周波出力を高周波出力設定値に近づけるように前記発振部または増幅部の出力を制御する第2の制御部と、を備えたものである。

好ましくは、前記損失設定値は、前記増幅部で生じる発熱が許容範囲の上限に達するときに該増幅部で生じる許容最大損失以下に設定するとよい。

また、前記直流電圧設定値は、前記高周波出力の波形を歪ませない範囲で前記增幅部の効率を最大にする値に設定するとよい。

また、前記損失演算部は、前記增幅部を構成している半導体素子で生じている損失を演算するとよい。この場合は、前記損失設定値は、  
5 前記增幅部を構成する半導体素子で生じる発熱が許容範囲の上限に達するときに該半導体素子で生じる許容最大損失以下に設定するとよい。

更に、好ましくは、前記第1の制御部は、前記損失演算部により演算された損失演算値が予め設定された第1の損失設定値を超えたときには、  
10 前記損失演算値を前記第1の損失設定値に等しくするべく、前記直流電源部の出力電圧を予め定めた下限値を下回らない範囲で低下させる制御を行い、前記損失演算値が前記第1の損失設定値以下のときには、前記直流電源部から增幅部に供給される直流電源電圧を適値に設定された直流電圧設定値に保つ制御を行い、前記第2の制御部は、前記直流電源電圧が前記下限値よりも大きいときには、前記增幅部から前記負荷に供給される高周波出力を高周波出力設定値に近づけるように前記発振部または前記增幅部の出力を制御し、前記直流電源電圧が前記下限値以下のときには、前記損失演算値を前記第1の損失設定値に等しいかまたは前記第1の損失設定値よりも僅かに大きい値に設定された第2の損失設定値  
15 に等しくするように前記発振部または前記增幅部の出力を制御するとよい。この場合は、前記第1の損失設定値及び第2の損失設定値は、前記增幅部で生じる発熱が許容範囲の上限に達するときに該增幅部で生じる許容最大損失以下に設定するとよい。

また、前記損失演算部は、前記增幅部を構成している半導体素子で生じている損失を演算するとよい。この場合は、前記第1の損失設定値及び第2の損失設定値は、前記增幅部を構成する半導体素子で生じる発熱が許容範囲の上限に達するときに該半導体素子で生じる許容最大損失以

下に設定するとよい。

この高周波電源装置によれば、増幅部で生じる損失が損失設定値を超えたことが検出されたときに、第1の制御部により直流電源電圧を低下させて損失を損失設定値まで減少させる制御を行うと同時に、第5 2の制御部により高周波出力を設定値に向けて上昇させる制御を行うようにしたので、増幅部で大きな損失が生じる負荷が接続されたときに、該損失を損失設定値（許容損失）に抑えつつ負荷に供給し得る高周波電力（進行波電力または有効電力）を従来よりも大きくすることができる。また増幅部で生じる損失は常に損失設定値に制限されるため、増幅部を構成する半導体素子が破損するのを防ぐことができる。  
10

また、直流電源電圧に対して下限値を設定して第1の制御部により直流電源電圧が下限値を下回らない範囲で直流電源電圧を低下させる制御を行い、直流電源電圧が下限値を下回ったときに、第2の制御部により、損失演算値を第1の損失設定値に等しいかまたは第1の損失設定値よりも僅かに大きい値に設定された第2の損失設定値に等しくするように発振部または増幅部の出力を制御するように構成した場合には、直流電源電圧を下限値以下に低下させることなく増幅部で生じる損失を制限する制御を行わせることができる。  
15

20 本発明の第2の側面において提供される高周波電源装置は、高周波信号を出力する発振部と、前記発振部の出力を増幅して負荷に高周波出力を供給する増幅部と、前記増幅部に直流電源電圧を供給する直流電源部とを備えた高周波電源装置において、前記増幅部に設けられている半導体増幅素子のジャンクション温度を演算するジャンクション温度演算部と、前記ジャンクション温度演算部により演算されたジャンクション温度演算値が予め設定されたジャンクション温度設定値を超えたときに前記ジャンクション温度演算値が前記ジャンクシ  
25

ヨン温度設定値に等しくなるまで前記直流電源部から前記增幅部に供給する直流電源電圧を低下させる制御を行い、前記ジャンクション温度演算値が前記ジャンクション温度設定値以下のときには前記直流電源部から前記增幅部に供給する直流電源電圧を適值に設定された5 直流電圧設定値に保つ制御を行う第1の制御部と、前記增幅部から負荷に供給される高周波出力を高周波出力設定値に近づけるように前記発振部または增幅部の出力を制御する第2の制御部と、を備えたものである。

好ましくは、前記ジャンクション温度設定値は、前記半導体増幅素10 子のジャンクション温度の許容最大値以下に設定するとよい。

また、前記直流電圧設定値は、前記高周波出力の波形を歪ませない範囲で前記增幅部の効率を最大にする値に設定するとよい。

また、好ましくは、前記第1の制御部は、前記ジャンクション温度演算部により演算されたジャンクション温度演算値が予め設定された第1のジャンクション温度設定値を超えたときには、前記ジャンクション温度演算値を前記第1のジャンクション温度設定値に等しくするべく、前記直流電源部の出力電圧を予め定めた下限値を下回らない範囲で低下させる制御を行い、前記ジャンクション温度演算値が前記第1のジャンクション温度設定値以下のときには、前記直流電源部20 から增幅部に供給される直流電源電圧を適值に設定された直流電圧設定値に保つ制御を行い、前記第2の制御部は、前記直流電源電圧が前記下限値よりも大きいときには、前記增幅部から前記負荷に供給される高周波出力を高周波出力設定値に近づけるように前記発振部または前記增幅部の出力を制御し、前記直流電源電圧が前記下限値以下のときには、前記ジャンクション温度演算値を前記第1のジャンクション温度設定値に等しいかまたは前記第1のジャンクション温度設定値よりも僅かに高い値に設定された第2のジャンクション温度設25 定値よりも僅かに高い値に設定された第2のジャンクション温度設

定値に等しくするように前記発振部または前記增幅部の出力を制御するとい。この場合は、前記第1のジャンクション温度設定値及び第2のジャンクション温度設定値は、前記半導体増幅素子のジャンクション温度の許容最大値以下に設定するとよい。

5 この高周波電源装置によれば、半導体増幅素子のジャンクション温度がジャンクション温度設定値を超えたことが検出されたときに、第1の制御部により直流電源電圧を低下させてジャンクション温度演算値をジャンクション温度設定値まで減少させる制御を行うと同時に、第2の制御部により高周波出力を設定値に向けて上昇させる制御を行うようにしたので、增幅部で大きな損失が生じる負荷が接続されたときに、前記ジャンクション温度演算値をジャンクション温度設定値に抑えつつ負荷に供給し得る高周波電力（進行波電力または有効電力）を従来よりも大きくすることができる。

また、半導体増幅素子のジャンクション温度を常にジャンクション温度設定値に制限することができるため、増幅部を構成する半導体増幅素子が破損するのを防ぐことができる。

更に、直流電源電圧に対して下限値を設定して第1の制御部により直流電源電圧が下限値を下回らない範囲で直流電源電圧を低下させる制御を行い、直流電源電圧が下限値以下になったときに、第2の制御部により、ジャンクション温度演算値を第1のジャンクション温度設定値に等しいかまたは第1のジャンクション温度設定値よりも僅かに高い値に設定された第2のジャンクション温度設定値に等しくするように発振部または增幅部の出力を制御するように構成した場合には、直流電源電圧を下限値以下に低下させることなく半導体増幅素子のジャンクション温度を制限する制御を行わせることができる。

#### 図面の簡単な説明

図 1 は、本発明に係る高周波電源装置の第 1 の構成を示したブロック図である。

図 2 は、高周波電源で用いられる増幅器の構成例を示した回路図である。

5 図 3 は、高周波電源で用いられる増幅器の他の構成例を示した回路図である。

図 4 は、図 2 に示す一組の増幅器を用いて増幅部を構成した図 1 の高周波電源装置に特定の負荷を接続したときの増幅部の F E T のドレイン電圧、ドレイン電流、増幅部の高周波出力電圧、高周波出力電流及び損失のシミュレーション波形を示した波形図である。

10 図 5 は、図 2 に示した増幅器に特定の負荷が接続されたときの F E T のドレイン電圧、ドレイン電流、増幅器の出力電圧、出力電流及び F E T のドレイン損失のシミュレーション波形を時間に対して示した波形図である。

15 図 6 は、本発明に係る高周波電源装置の第 2 の実施形態の構成を示したブロック図である。

図 7 は、本発明に係る高周波電源装置で用いる直流電源部の一構成例を示した回路図である。

20 図 8 は、本発明に係る高周波電源装置で用いる直流電源部の他の構成例を示した回路図である。

図 9 は、本発明に係る高周波電源装置で用いる直流電源部の更に他の構成例を示した回路図である。

図 10 は、図 7 ないし図 9 に示した直流電源部で用いることができる入力段の整流回路の他の構成例を示した回路図である。

25 図 11 は、第 2 の実施形態に係る高周波電源装置の第 1 の制御部をハードウェア回路で実現する場合の回路構成を示した回路図である。

図 12 は、第 2 の実施形態に係る高周波電源装置の第 2 の制御部をハ

ードウェア回路で実現する場合の回路構成を示した回路図である。

図13は、第1、第2の実施形態に係る高周波電源装置の増幅部の構成例を示したブロック図である。

図14は、第2の実施形態に係る高周波電源装置の第1の制御部をソ  
フトウェア的に実現する場合にコンピュータに実行させるプログラムの  
アルゴリズムを示すフローチャートである。

図15は、第2の実施形態に係る高周波電源装置の第2の制御部をソ  
フトウェア的に実現する場合にコンピュータに実行させるプログラムの  
アルゴリズムを示すフローチャートである。

図16は、本発明に係る高周波電源装置の第3の実施形態の構成を示  
したブロック図である。

図17は、本発明に係る高周波電源装置の第4の実施形態の構成を示  
したブロック図である。

図18は、第4の実施形態に係る高周波電源装置の第1の制御部をハ  
ードウェア回路で実現する場合の回路構成を示した回路図である。

図19は、第4の実施形態に係る高周波電源装置の第2の制御部をハ  
ードウェア回路で実現する場合の回路構成を示した回路図である。

図20は、第4の実施形態に係る高周波電源装置の第1の制御部をソ  
フトウェア的に実現する場合にコンピュータに実行させるプログラムの  
アルゴリズムを示すフローチャートである。

図21は、第4の実施形態に係る高周波電源装置の第2の制御部をソ  
フトウェア的に実現する場合にコンピュータに実行させるプログラムの  
アルゴリズムを示すフローチャートである。

図22は、従来の高周波電源の基本的な構成を示した回路図である。

25

### 発明を実施するための最良の形態

以下、本発明に係る高周波電源装置の一例について、図面を参照しつ

つ説明する。

### [第1の実施形態]

図1は本発明に係わる高周波電源装置の構成例を示したもので、同図において11は所定の周波数の高周波信号を発生する発振部、12は発振部11の出力を増幅する増幅部、13は増幅部12に直流電源電圧を与える直流電源部、14は増幅部12の高周波出力を検出する高周波出力検出部であり、増幅部12の出力が高周波出力検出部14を通して負荷16に供給されている。

また、17は直流電源部13から増幅部12に与えられる直流電源電圧Vdcを検出する直流出力検出部、18は増幅部12で生じている損失を演算する損失演算部で、この損失演算部18には、直流出力検出部17の出力Pdcと、高周波出力検出部14の出力PLとが入力されている。

19は、損失演算部18により演算される損失に応じて直流電源部13を制御する第1の制御部、20は増幅部12から負荷16に供給される高周波出力を高周波出力設定値に近づけるように発振部11または増幅部12を制御する第2の制御部である。

発振部11は、発振器と必要に応じて発振器の出力を増幅する増幅器により構成され、増幅部12は電力増幅器により構成される。増幅器としては、図2に示す構成を有するものを用いることができる。同図に示す増幅器は、図22に示した高周波電源装置で用いる増幅器2aの回路構成例を示したものである。図2に示す増幅器は、周知のプッシュプル式増幅器で、一次コイルW11と中間タップ付きの二次コイルW12とを備えた入力トランスTaと、ソースが共通接続されて接地された1対のnチャンネル型電界効果トランジスタFETa及びFETbと、電界効果トランジスタFETaのゲートとトランスTaの二次コイルW12の一端との間、及び電界効果トランジスタFETbのゲートと二次コイルW12の他端との間にそれぞれ接続された抵抗Ra及びRbと、二次コイル

W12 の中間タップに抵抗  $R_c$  を通して正極端子が接続され、負極端子が接地されたバイアス電源  $B_a$  と、トランス  $T_a$  の二次コイル  $W12$  の一端と接地間及び他端と接地間にそれぞれ接続された抵抗  $R_d$  及び  $R_e$  と、電界効果トランジスタ  $FET_a$  のドレインと電界効果トランジスタ  $FET_b$  のドレインとの間に接続された中間タップ付きのコイル  $L_a$  と、コイル  $L_a$  の中間タップと接地間に、負極端子を接地側に向けて接続されて電源電圧  $V_{dc}$  を出力する直流電源  $B_b$  と、コイル  $L_a$  の両端に一次コイル  $W21$  が接続された出力トランス  $T_b$  とを備えており、出力トランス  $T_b$  の二次コイル  $W22$  の両端に負荷  $6$  が接続されている。

增幅部  $1_2$  は、図  $2_2$  に示した例と同じように单一の増幅器からなっていてもよく、図  $3$  に示すように複数の増幅器からなっていてもよい。図  $3$  に示す例では、図示しない直流電源部の出力電圧  $V_{dc}$  を電源電圧として動作する複数の増幅器  $2a1 \sim 2a4$  と、図示しない発振部から与えられる高周波信号  $V_{in}$  を増幅器  $2a1 \sim 2a4$  に分配して入力するパワー分配器  $2b$  と、増幅器  $2a1 \sim 2a4$  の出力を合成して負荷  $6$  に与えるパワー合成器  $2c$  により増幅部  $1_2$  が構成されている。

なお、増幅器の回路構成は図  $2$  に示したものに限られるものではなく、発振部  $1_1$  の出力を増幅し得る周波数特性を有する電力増幅回路であればいかなるものでもよい。

高周波出力検出部  $1_4$  は、増幅部  $1_2$  の出力情報を検出する部分である。出力情報を検出する方法としては、増幅部  $1_2$  の出力電圧  $V_{out}$  [V] と出力電流  $I_{out}$  [A] とから進行波電力  $P_f$  と、反射波電力  $P_r$  [W] とを求める方法と、出力電圧  $V_{out}$  [V] 、出力電流  $I_{out}$  [A] 及びこれらの位相差  $\theta$  から、負荷  $1_6$  に与えられる高周波有効出力電力（負荷で消費された電力）  $P_L = V_{out} \times I_{out} \times \cos \theta$  [W] を求める方法とがある。

なお、高周波有効出力電力  $P_L$  と進行波電力  $P_f$  と反射波電力  $P_r$  と

の間には、 $P_L = P_f - P_r$  [W] の関係がある。

直流出力検出部 17 は、直流電源部 13 の出力電圧  $V_{dc}$  [V] と出力電流  $I_{dc}$  [A] とを検出し、これらを用いて直流出力検出部 17 から増幅部 12 に与えられる直流電力  $P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc}$  [W] を求める。

5 損失演算部 18 は、直流検出部 17 で求められた直流電源部 13 の直流出力電力  $P_{dc}$  から高周波出力検出部 14 で求められた高周波有効出力電力  $P_L$  を減じて、増幅部 12 で生じた損失  $P_{loss} (= P_{dc} - P_L)$  [W] を演算する。

なお、損失演算部 18 は、直流電源部 13 から増幅部 12 に与えられた直流電力  $P_{dc}$  から進行波電力  $P_f$  を差し引いたものに反射波電力  $P_r$  を加えることにより増幅部 12 で生じた損失  $P_{loss} (= P_{dc} - P_f + P_r)$  を求めるように構成してもよい。

第 1 の制御部 19 は、損失演算部 18 により演算された損失演算値  $P_{loss}$  と、直流出力検出部 17 により検出された直流電源電圧  $V_{dc}$  と、直流電圧設定値  $V_{dcset}$  と損失設定値  $P_{lset}$  とを入力として、損失演算部 18 により演算された損失演算値  $P_{loss}$  が予め設定された損失設定値  $P_{lset}$  を超えたときに損失演算値  $P_{loss}$  が損失設定値  $P_{lset}$  に等しくなるまで直流電源部 13 から増幅部 12 に供給する直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させる制御を行い、損失演算値  $P_{loss}$  が損失設定値  $P_{lset}$  以下のときには直流電源部 13 から増幅部 12 に供給する直流電源電圧  $V_{dc}$  を適值に設定された直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に保つ制御を行うように構成される。

なお、直流電源電圧  $V_{dc}$  に対して設定する直流電圧設定値  $V_{dcset}$  は、固定値でも可変値でもよいが、増幅部 12 を効率よく動作させるのに適した値に設定される。増幅部 12 を効率よく動作させるのに適した直流電源電圧  $V_{dc}$  は、高周波電源装置の出力  $P_{out}$  の設定値（高周波出力設定値） $P_{fset}$  の大きさにより異なるので、高周波出力設定値  $P_{fset}$  の大

きさに応じて増幅部 1 2 の効率  $\eta$  ( $= P_{out} / P_{dc}$ ) を最大にするよう に、高周波出力設定値  $P_{fset}$  に応じて直流電圧設定値  $V_{dcset}$  を変化さ せるようになるのが好ましい。

このように、出力設定値に応じて増幅部の直流電源電圧を制御する方 法は、特開 2001-197749 号に示されているように既に公知で ある。

また、第 2 の制御部 20 は、高周波出力検出部 14 により検出された 高周波出力  $P_f$  と、高周波出力設定値  $P_{fset}$  とを入力として、増幅部 1 2 から負荷 16 に供給される高周波出力を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に近 づけるように発振部 11 または増幅部 1 2 の出力を制御するように構成 される。

図 1 に示した高周波電源装置において、増幅部 1 2 で生じる損失が損 失設定値  $P_{lset}$  を超えると、第 1 の制御部 19 が直流電源 13 から増幅 部 1 2 に与えられる直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させるように制御するため、 増幅部 1 2 の出力が低下し、増幅部 1 2 で生じる損失も減少していく。

このとき第 2 の制御部 20 は、増幅部 1 2 から負荷 16 に与えられる高 周波出力（進行波電力または有効電力）を高周波出力設定値  $P_{fset}$ （進 行波電力の設定値または有効電力の設定値）に近づけるように発振部 1 1 または増幅部 1 2 を制御して、増幅部 1 2 の出力を増加させるため、 増幅部 1 2 の出力の低下が抑えられる。第 2 の制御部 20 が増幅部 1 2 の出力を増加させると、増幅部 1 2 で生じる損失が増加しようとするが、 第 1 の制御部 19 がこの損失の増加を抑えて、増幅部 1 2 で生じる損失 を損失設定値  $P_{lset}$  に保つ。

直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させて増幅部 1 2 で生じる損失を損失設定値  $P_{lset}$  に保つ第 1 の制御部 19 による制御と、増幅部 1 2 の出力を増加さ せる第 2 の制御部 20 による制御とがバランスしたところで、第 1 の制 御部 19 及び第 2 の制御部 20 による制御動作が止り、高周波出力が安

定する。

このように、本発明においては、増幅部 1 2 で生じる損失  $P_{loss}$  が損失設定値  $P_{lset}$  を超えたことが検出されたときに、直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させて損失を損失設定値  $P_{lset}$  まで減少させる制御を行うと同時に、  
5 高周波出力を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に向けて上昇させる制御を行うので、増幅部 1 2 で大きな損失が生じる負荷 1 6 が接続されたときに、該損失を損失設定値（許容損失）  $P_{lset}$  に抑えつつ負荷 1 6 に供給し得る高周波電力（進行波電力または有効電力）を従来よりも大きくすることができます。

10 また、増幅部 1 2 で生じる損失は常に損失設定値  $P_{lset}$  に制限されるため、増幅部 1 2 を構成する半導体増幅素子（図 2 の例では電界効果トランジスタ F E T a, F E T b）が破損するのを防ぐことができる。

ここで、図 1 に示した高周波電源装置において、図 2 に示す一組の増幅器 2 a を用いて増幅部 1 2 を構成した場合について行ったシミュレーションの結果を示す。シミュレーションの条件は、発振器から入力される入力電圧  $V_{in}$  の周波数及び高周波電源装置の出力周波数を 10 MHz、直流電源電圧  $V_{dc}$  を 200 [V]、整合時の負荷インピーダンスを 50 Ω（純抵抗）としている。また、バイアス電源 B a から電界効果トランジスタ F E T a 及び F E T b のゲートにバイアス電圧  $V_b$  を与えて B 級動作を行わせるものとする。制御の対象とする高周波出力は進行波電力でも有効電力（負荷で消費される電力）でもよいが、ここでは、進行波電力を制御の対象とする高周波出力として、該高周波出力を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に等しくするように制御するものとする。  
15

高周波電源装置に整合時の負荷インピーダンスである 50 Ω（純抵抗）  
25 が接続された場合には、シミュレーション結果から、負荷に供給させる最大高周波出力（最大進行波電力）は約 1200 [W] であり、各電解効果トランジスタ F E T で生じる損失（平均値）はそれぞれ 200 [W]

である。また、負荷インピーダンスが高周波電源装置の出力インピーダンスに整合していない場合には、高周波電源装置（増幅器）から出力させることができる最大高周波出力（最大進行波電力）が負荷インピーダンスによって大きく異なる。

5 表1は、反射係数の大きさが0.714（定在波比SWR=6:1）で、反射係数の位相角が0度、-45度、-90度、-135度、-180度、-225度、-270度及び-315度となる8種類の負荷を図2に示した増幅器に接続したときに、各負荷に対して増幅器から出力することができる進行波電力の最大値、負荷からの反射波電力、  
10 各FETの損失、FETとの接触面のヒートシンク温度及びFETの  
ジャンクション温度を示している。

なお、この場合、増幅器に供給する直流電源電圧V<sub>dc</sub>は200[V]、  
FETの損失の許容値は300W、FETのジャンクション温度の定  
格値は150°C、FETの熱抵抗は0.2°C/W、FETを冷却する  
15 ヒートシンクの周囲温度は45°C、ヒートシンクの熱抵抗は0.1  
5°C/Wである。

また、表2は、比較のために従来の高周波電源装置において、増幅器から負荷に供給できる最大高周波出力の大きさを求めたものである。

なお、表2において、反射係数の位相角が0度になる負荷を接続した  
20 とき、及び反射係数の位相角が-45度になる負荷を接続したときには、  
電界効果トランジスタFETa, FETbで生じる最大損失が300W未満であり、電界効果トランジスタFETa, FETbジャンクション  
温度は150°C未満であるが、これらの負荷では、高周波出力を更に大  
きくするために入力信号V<sub>in</sub>を大きくすると、増幅器がB級動作から外  
れるため、実質的に電界効果トランジスタFETa, FETbのドレイ  
ン損失値210[W]及び230[W]がB級動作領域での最大損失値  
25 となり、実質的に電界効果トランジスタFETa, FETbのジャンク

ション温度 118.5 [°C] 及び 125.5 [°C] が B 級動作領域での最高ジャンクション温度となっている。

従来の高周波電源装置では、表 2 に示すように、負荷インピーダンスが  $16.2 - j 47.3 \Omega$ ,  $9.7 - j 20 \Omega$ ,  $8.3 \Omega$ ,  $9.7 + j 20 \Omega$ ,  $16.2 + j 47.3 \Omega$ ,  $49 + j 101 \Omega$  のときにそれぞれ 5  $130$  [W],  $65$  [W],  $45$  [W],  $52$  [W],  $86$  [W] 及び  $240$  [W] の高周波出力電力（この例では進行波電力）しか得ることができないが、本発明に係る高周波電源装置によれば、表 1 に示すように、 $330$  [W],  $550$  [W],  $410$  [W],  $360$  [W],  $23$  10  $4$  [W] 及び  $360$  [W] の高周波出力を得ることができ、高周波出力を従来よりも大幅に増加させることができる。

図 4 (A) ないし (E) は、本発明に係る高周波電源装置において、 $9.7 - j 20 \Omega$  の負荷を接続したときの電界効果トランジスタ FET a のドレイン電圧  $V_{ds}$ 、ドレイン電流  $I_d$ 、増幅部 12 の高周波出力電圧  $V_{out}$ 、高周波出力電流  $I_{out}$  及び損失  $V_{ds} \times I_d$  のシミュレーション波形を時間  $t$  に対して示したものである。また、図 5 (A) ないし (E) は、従来の高周波電源装置において、 $9.7 - j 20 \Omega$  の負荷を接続したときの電界効果トランジスタ FET a のドレイン電圧  $V_{ds}$ 、ドレイン電流  $I_d$ 、増幅部 12 の高周波出力電圧  $V_{out}$ 、高周波出力電流  $I_{out}$  及び損失  $V_{ds} \times I_d$  のシミュレーション波形を時間  $t$  に対して示したものである。

図 4 と図 5 を比較すると、本発明に係る高周波電源装置と従来の高周波電源装置は、いずれも電界効果トランジスタ FET a の損失は約  $30$  0 [W]（平均値）であるが、本発明に係る高周波電源装置の高周波出力 ( $I_{out} \times V_{out}$ ) は従来の高周波電源装置よりも大幅に増加することが分かる。

上記のように、本発明においては、増幅部 12 で生じる損失が損失設

定値  $P_{1set}$  を超えたことが検出されたときに、直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させて增幅部 1 2 で生じる損失を損失設定値  $P_{1set}$  まで減少させる制御を行うと同時に、高周波出力  $P_f$  を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に向けて上昇させる制御を行うので、增幅部 1 2 で大きな損失が生じる負荷 1 6 が接続されたときに、增幅部 1 2 で生じる損失を損失設定値（許容損失） $P_{1set}$  に抑えつつ負荷 1 6 に供給し得る高周波電力（進行波電力または有効電力）を従来よりも大きくすることができる。また、增幅部 1 2 で生じる損失は常に損失設定値  $P_{1set}$  に制限されるため、增幅部 1 2 を構成する半導体増幅素子が破損するのを防ぐことができる。

## 10 [第 2 の実施形態]

上記のように、本発明においては、增幅部 1 2 で生じる損失が損失設定値  $P_{1set}$  を超えたときに増幅部 1 2 の直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させる制御を行うが、增幅部 1 2 を安定に動作させるため、直流電源電圧  $V_{dc}$  の許容変動範囲（増幅部 1 2 の安定な動作を確保する上で許容される変動範囲）の下限値よりも低い値まで直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させることは避ける必要がある。

図 6 は、直流電源電圧が下限値  $V_{Lset}$  よりも低くなるのを防ぐようとする場合の本発明の実施形態を示したものである。図 6 に示した実施形態では、第 1 の制御部 1 9' に、損失演算部 1 8 の出力及び直流出力検出部 1 7 の出力とともに、直流電圧設定値  $V_{dcset}$  と第 1 の損失設定値  $P_{1set1}$  と直流電源電圧の下限値  $V_{Lset}$  とが入力され、第 2 の制御部 2 0' には、高周波出力検出部 1 4 の出力と、高周波出力設定値  $P_{fset}$  と、第 2 の損失設定値  $P_{1set2}$  と、損失演算部 1 8 により演算された損失演算値  $P_{loss}$  とが入力されるとともに、直流電源部 1 3 の出力電圧が下限値  $V_{Lset}$  よりも大きいのか、下限値  $V_{Lset}$  以下であるのかを示す信号が第 1 の制御部 1 9' から与えられる。

図 6 に示した第 1 の制御部 1 9' は、損失演算部 1 8 により演算され

た損失演算値が予め設定された第1の損失設定値  $P_{1set1}$  以下とのときに直流電源部13から増幅部12に供給される直流電源電圧  $V_{dc}$  を適值に設定された直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に保つ制御を行い、損失演算値  $P_{loss}$  が第1の損失設定値  $P_{1set1}$  を超えているときには損失演算値  $P_{loss}$  を5 第1の損失設定値  $P_{1set1}$  に等しくするべく、直流電源部13の出力電圧を予め定めた下限値  $V_{Lset}$  を下回らない範囲で低下させる制御を行うように構成される。

また、第2の制御部20'は、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  よりも大きいときには高周波出力検出部14により検出される増幅部12の10 高周波出力を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に近づけるように発振部11または増幅部12の出力を制御し、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  以下になったときには、損失演算値  $P_{loss}$  を第1の損失設定値  $P_{1set1}$  に等しいかまたは第1の損失設定値  $P_{1set1}$  よりも僅かに大きい値に設定された第2の損失設定値  $P_{1set2}$  に等しくするように発振部11または増幅15 部12の出力を制御するように構成される。

第1の損失設定値  $P_{1set1}$  及び第2の損失設定値  $P_{1set2}$  ( $\geq P_{1set1}$ ) は、増幅部12を構成する半導体増幅素子で生じる発熱が許容範囲の上限に達するときに増幅部12で生じる損失値以下に設定される。その他の点は図1に示した実施形態と同様である。

20 図6に示す実施形態において、損失演算値  $P_{loss}$  が第1の損失設定値  $P_{1set1}$  を超えていないときには、第1の制御部19'が、直流電源部13の出力電圧  $V_{dc}$  を適值に設定された直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に保つように制御する。また、損失演算部18により演算された損失  $P_{loss}$  が25 第1の損失設定値  $P_{1set1}$  を超えたときには、第1の制御部19'が下限値  $V_{Lset}$  を下まわらない範囲で直流電源部13の出力電圧  $V_{dc}$  を低下させるように制御して増幅部12の出力を低下させ、損失演算値（増幅部で生じる損失）  $P_{loss}$  を減少させる。

第 2 の制御部 20' は、直流電源部 13 の出力電圧（直流電源電圧）  
Vdc が下限値 VLset よりも大きいときに、高周波出力検出部 14 により  
検出される增幅部 12 の高周波出力 Pf を高周波出力設定値 Pfset に近  
づけるように発振部 11 または增幅部 12 の出力を制御し、直流電源電  
圧 Vdc が下限値 VLset 以下になったときに、損失演算値 Ploss を第 2  
の損失設定値 P1set2 に等しくするように発振部 11 または增幅部 12  
の出力を制御する。

上記のように、図 6 に示した実施形態では、增幅部 12 で生じる損失  
が第 1 の損失設定値 P1set1 を超えたときに、第 1 の制御部 19' が直  
10 流電源部 13 の出力電圧 Vdc を下限値 VLset を下まわらない範囲で低  
下させて增幅部 12 の出力を低下させるように制御するので、增幅部 1  
2 で生じる損失が第 1 の損失設定値 P1set1 を超えたときに增幅部 12  
の安定な動作を損なうことなく、增幅部 12 で生じる損失を第 1 の損失  
設定値 P1set1 に抑制する制御を行わせることができる。

15 また、直流電源電圧 Vdc が下限値 VLset 以上であるときには、第 2 の  
制御部 20' が高周波出力 Pf を高周波出力設定値 Pfset に近づけるよ  
うに制御するため、增幅部 12 で大きな損失が生じる負荷 16 が接続さ  
れたときに、該損失を第 1 の損失設定値 P1set1 に抑えつつ負荷 16 に  
供給し得る高周波電力（進行波電力または有効電力）Pf を従来よりも  
20 大きくすることができる。

更に、直流電源電圧が下限値以下になろうとしたときには、第 2 の制  
御部 20' が損失演算値 Ploss を、第 1 の損失設定値 P1set1 に等しい  
か、または該第 1 の損失設定値 P1set1 よりも僅かに大きく設定された  
第 2 の損失設定値 P1set2 に等しくするように発振部 11 または增幅部  
25 12 の出力を制御して、第 1 の制御部 19' による直流電源電圧 Vdc の  
制御（直流電源電圧 Vdc を低下させる制御）を停止させるため、直流電  
源部 13 の出力が下限値 VLset を下回って、增幅部 12 の動作が不安定

になるのを防ぐことができる。

図 1 及び図 6 に示した実施形態において、発振部 1 1 は、所定の周波数の高周波出力を発生する公知の回路により構成することができ、直流電源部 1 3 は、出力電圧値  $V_{dc}$  を制御する機能を有する各種の直流電源回路により構成することができる。また、損失演算部 1 8 は、アナログ演算回路またはコンピュータにより実現することができる。

図 1 に示した実施形態及び図 3 に示した実施形態において、第 1 の制御部 1 9, 1 9' と第 2 の制御部 2 0, 2 0' とは、ハードウェア回路により構成することもでき、コンピュータに所定のプログラムを実行させることによりソフトウェア的に構成することもできる。

#### [各部の具体的構成例]

以下、図 6 に示した実施形態を例にとって、直流電源部 1 3 の具体的な構成例と、第 1 の制御部 1 9' 及び第 2 の制御部 2 0' の具体的構成例を説明する。

#### 15 (1) 直流電源部の構成例

図 7 ないし図 9 は、本発明に係わる高周波電源装置で用いることができる直流電源部 1 3 の具体的な構成例を示したもので、これらの図に示された直流電源部 1 3 は、商用電源から得られる交流電圧  $V_{ac}$  を直流電圧  $V_{dc}$  に変換する整流回路と、この整流回路の出力を交流電圧に変換するインバータ回路と、このインバータ回路の交流出力を直流出力に変換するコンバータ回路とにより構成されている。

図 7 は、プッシュプル方式のインバータ回路を用いた直流電源部 1 3 を示したもので、この直流電源部 1 3 は、ダイオード  $D_a$  ないし  $D_d$  のブリッジ回路からなる全波整流回路 2 1 と、チョークコイル  $L_1$  と平滑用コンデンサ  $C_1$  とからなる平滑回路 2 2 と、N P N トランジスタ  $T_{R1}$  及び  $T_{R2}$  とトランス  $T_1$  とからなるプッシュプル方式のインバータ回路 2 3 と、整流回路 2 1 から与えられる直流電圧を交流電圧に変換するよ

うにトランジスタTR1及びTR2をオンオフ制御するインバータ制御部24と、ダイオードD<sub>e</sub>及びD<sub>f</sub>とチョークコイルL2と平滑用コンデンサC2とからなっていて、インバータ回路23から得られる交流出力を直流出力に変換するコンバータ回路25とにより構成されている。

5 図7に示す直流電源部13において、インバータ制御部24は、第1の制御部19'から与えられる制御信号VCT1に応じて、トランジスタTR1及びTR2をPWM制御またはPFM制御し、PWM制御またはPFM制御された交流電圧をトランスT1から出力する。この交流電圧は、ダイオードD<sub>e</sub>及びD<sub>f</sub>により整流され、チョークコイルL2及びコンデンサC2により平滑されて直流電圧V<sub>dc</sub>として増幅部12に与えられる。第1の制御部19'は、直流出力検出部17により検出される直流電圧V<sub>dc</sub>の大きさを指示値V<sub>dc</sub>に等しくするように、上記制御信号VCT1を発生するため、直流電源部13から出力される直流電圧V<sub>dc</sub>が指示値V<sub>dc</sub>に等しくなるように制御される。

15 図8は、ブリッジ方式のインバータ回路を用いた直流電源部13を示したもので、この直流電源部13は、図7に示された直流電源部13で用いられているものと同様の整流回路21及び平滑回路22と、トランジスタTR<sub>u</sub>、TR<sub>v</sub>、TR<sub>x</sub>及びTR<sub>y</sub>とこれらのトランジスタのコレクターエミッタ間に接続された帰還用ダイオードD<sub>u</sub>、D<sub>v</sub>、D<sub>x</sub>及びD<sub>y</sub>とトランスT1とからなる公知のブリッジ形インバータ回路27と、インバータ回路27を制御するインバータ制御部24とにより、図7に示された直流電源部13で用いられたものと同様のコンバータ回路25とにより構成されている。

25 図8に示された直流電源部13においては、インバータ制御部24がインバータ回路27のブリッジの対角位置にあるトランジスタを交互にオン状態にすることにより整流回路21から与えられる直流電圧を交流電圧に変換する。インバータ制御部24はまた、インバータ回路27の

ブリッジの上辺を構成するトランジスタまたはブリッジの下辺を構成するトランジスタのうち、オン期間にあるトランジスタを第 1 の制御部 19' から与えられる制御信号 VCT1 に応じて、PWM 制御または PFM 制御し、PWM 制御または PFM 制御された交流電圧をトランス T1 から出力する。この交流電圧は、ダイオード D<sub>e</sub> 及び D<sub>f</sub> により整流され、チョークコイル L2 及びコンデンサ C2 により平滑されて直流電圧 V<sub>dc</sub> として增幅部 12 に与えられる。第 1 の制御部 19' は、直流出力検出部 17 により検出される直流電圧 V<sub>dc</sub> の大きさを指示値 V<sub>dc</sub><sub>c</sub> に等しくするように、制御信号 VCT1 を発生するため、直流電源部 13 から出力される直流電圧 V<sub>dc</sub> が指示値 V<sub>dc</sub><sub>c</sub> に等しくなるように制御される。

また、図 9 は、ハーフブリッジ方式のインバータ回路を用いた直流電源部 13 を示したもので、この直流電源部 13 は、図 8 に示された直流電源部 13 で用いられた平滑回路 22 に代えて、チョークコイル L1 とコンデンサ C11 及び C12 からなる平滑回路 22' が用いられている点、15 及びトランジスタ TR<sub>u</sub> 及び TR<sub>x</sub> と帰還ダイオード D<sub>u</sub> 及び D<sub>x</sub> とトランス T1 とからなるハーフブリッジ式のインバータ回路 28 が用いられている点を除き、図 8 に示された直流電源部 13 と同様に構成されている。

図 9 に示された直流電源部 13 において、インバータ制御部 24 は、20 第 1 の制御部 19' から与えられる制御信号 VCT1 に応じてトランジスタを PWM 制御または PFM 制御し、PWM 制御または PFM 制御された交流電圧をトランス T1 から出力する。この交流電圧 V<sub>ac</sub> は、ダイオード D<sub>e</sub> 及び D<sub>f</sub> により整流され、チョークコイル L2 及びコンデンサ C2 により平滑されて直流電圧 V<sub>dc</sub> として增幅部 12 に与えられる。第 25 1 の制御部 19' は、直流出力検出部 17 により検出される直流電圧 V<sub>dc</sub> の大きさを指示値 V<sub>dc</sub><sub>c</sub> に等しくするように、上記制御信号 VCT1 を発生させるため、直流電源部 13 から出力される直流電圧 V<sub>dc</sub> が指示

値  $V_{dc}$  に等しくなるように制御される。

図 7 ないし図 9 に示した例では、商用電源から与えられる単相交流電圧  $V_{ac}$  を直流電圧  $V_{dc}$  に変換するようしているが、図 7 ないし図 9 に示された整流回路 21 を図 10 に示した 3 相全波整流回路 21' で置き換えることにより、3 相交流電圧  $V_{ac}$  を直流電圧  $V_{dc}$  に変換するよう直流電源部 13 を構成することもできる。

なお、図 7 ないし図 9 に示した例においては、インバータ回路を構成するスイッチ素子として NPN トランジスタを用いたが、他の電力用半導体素子、例えば、FET や IGBT 等をスイッチ素子として用いて、  
10 インバータ回路を構成するようにしてもよい。

## (2) 第 1 の制御部 19' の構成例

図 11 は第 1 の制御部 19' をハードウェア回路により構成した例を示している。図 11 においては、図 6 に示した直流電圧  $V_{dc}$  の検出信号、直流電圧設定値  $V_{dcset}$ 、第 1 の損失設定値  $P_{lset1}$ 、損失演算値  $P_{loss}$  等がすべて電圧信号の形で第 1 の制御部 19' に入力される。図 11 においては、直流電圧  $V_{dc}$ 、直流電圧設定値  $V_{dcset}$ 、損失演算値  $P_{loss}$  等を与える電圧信号をそれぞれの符号の前に S を付けることにより表している。

即ち、図 11 において、 $S V_{dc}$  は、直流出力検出部 17 が出力する直流電圧検出信号で、直流電源部 13 が出力する直流電圧  $V_{dc}$  に比例している電圧信号である。また、 $S V_{Lset}$  は直流電圧  $V_{dc}$  の下限値  $V_{Lset}$  を与える下限電圧値設定信号、 $S V_{dcset}$  は直流電圧  $V_{dc}$  の設定値  $V_{dcset}$  を与える直流電圧設定信号、 $S P_{lset1}$  は第 1 の損失設定値  $P_{lset1}$  を与える第 1 の損失設定信号（電圧信号）、 $S P_{loss}$  は損失演算部 18 が演算した損失演算値を与える損失演算値信号である。

図 11 に示した例では、演算增幅器 IC1 と抵抗 R1 ないし R3 により、損失演算値信号  $S P_{loss}$  の極性をプラスからマイナスに反転する極性反

5 転回路 3 0 が構成され、演算増幅器 I C 2 と、抵抗 R 4 ないし R 7 と、ダイオード D 1 及び D 2 とにより、第 1 の損失設定信号 S P1set1 と極性が反転された損失演算値信号 S P loss とを入力として、損失演算値信号 S P loss の大きさが第 1 の損失設定信号 S P1set1 の大きさに等しくなるように制御信号を出力する第 1 の誤差増幅回路 3 1 が構成されている。この第 1 の誤差増幅回路 3 1 の出力信号は、損失演算値信号 S P loss の大きさが第 1 の損失設定信号 S P1set1 の大きさ以下の場合に 0 V となり、損失演算値信号 S P loss の大きさが第 1 の損失設定信号 S P1set1 の大きさを超えたときにプラスの電圧値を示す。

10 また、演算増幅器 I C 3 と、抵抗 R 8 ないし R 1 1 とにより、直流電圧設定信号 S V dcset と誤差増幅回路 3 1 の出力とを入力として、直流電圧設定信号 S V dcset から誤差増幅回路 3 1 の出力電圧を減算した電圧を、増幅部 1 2 で生じる損失を第 1 の損失設定値 V Lset 以下に制限するためには必要な直流出力電圧 V dc の目標値 V dco を与える目標直流電圧信号 S V dco として出力する減算回路 3 2 が構成されている。

15 更に、演算増幅器 I C 4 と、抵抗 R 1 2 と、ダイオード D 3 とにより、減算回路 3 2 から出力される目標直流電圧信号 S V dco が直流電圧 V dc の下限値 V Lset を与える下限電圧値設定信号 S V dcL 以上であるときに減算回路 3 2 から出力される目標直流電圧信号 S V dco に等しい電圧信号を、直流電源部 1 3 から出力させる直流電圧 V dc の指示値 V dcc を示す直流電圧指示値信号 S V dcc として出力し、減算回路 3 2 から出力される目標直流電圧信号 S V dco が下限電圧値設定信号 S V Lset 以下のときには下限電圧値設定信号 S V Lset を、直流電源部 1 3 から出力させる直流電圧の指示値 V dcc を示す直流電圧指示値信号 S V dcc として出力する直流電圧指示値信号出力回路 3 3 が構成されている。

20 また、演算増幅器 I C 5 と抵抗 R 13 ないし R 15 とにより、直流電圧検出信号 S V dc の極性をプラスからマイナスに反転させる極性反転回路 3

4 が構成され、演算増幅器 I C 6 と抵抗 R 16 ないし R 19 とにより、直流電圧指示値信号 S V <sub>dc</sub>c と、極性反転回路 3 4 の出力とを入力として、直流電圧検出信号 S V <sub>dc</sub> の大きさが直流電圧指示値信号 S V <sub>dc</sub>c の大きさに等しくなるように制御信号 V C T 1 を出力する第 2 の誤差増幅回路 5 3 5 が構成されている。

直流電源部 1 3 のインバータ制御部 2 4 は、上記制御信号 V C T 1 を入力として、P W M 制御またはP F M 制御により、インバータ回路のトランジスタをオンオフさせて、直流電源部 1 3 の出力電圧 V <sub>dc</sub> の値を直流電圧指示信号 S V <sub>dc</sub>c により与えられる直流電圧 V <sub>dc</sub> の指示値 V <sub>dc</sub>c 10 に一致させる。

また、図 1 1において、I C 7 及び I C 8 はコンパレータ（電圧比較器）で、これらのコンパレータと抵抗 R 20 及び R 21 とにより、下限電圧値設定信号 S V <sub>Lset</sub> と減算回路 3 2 から与えられる目標直流電圧信号 S V <sub>dco</sub> とを比較して、これらの信号の大小関係に応じてコンパレータ I 15 C 7 及び I C 8 からレベルが異なる第 1 の制御信号 V S W 1 及び第 2 の制御信号 V S W 2 を出力する比較回路 3 6 が構成されている。

比較回路 3 6 は、目標直流電圧信号 S V <sub>dco</sub> が下限電圧値設定信号 S V <sub>Lset</sub> よりも大きいとき（増幅部 1 2 で生じる損失を第 1 の損失設定値 P Loss1 以下に制限するために必要な直流電源部 1 3 の出力電圧 V <sub>dc</sub> の 20 目標値 V <sub>dc</sub>c が直流電源部 1 3 の下限値 V <sub>Lset</sub> 以上であるとき）に第 1 の制御信号 V S W 1 及び第 2 の制御信号 V S W 2 をそれぞれ高レベル及び零レベルにし、目標直流電圧信号 S V <sub>dco</sub> が下限電圧設定信号 S V <sub>Lset</sub> 以下のとき（増幅部 1 2 で生じる損失を第 1 の損失設定値 P Loss1 以下に制限するために必要な直流電源部 1 3 の出力電圧 V <sub>dc</sub> の目標値 V <sub>dc</sub>c 25 が直流電源部 1 3 の下限値 V <sub>Lset</sub> 以下のとき）に、第 1 の制御信号 V S W 1 及び第 2 の制御信号 V S W 2 をそれぞれ零レベル及び高レベルにする。これらの制御信号は第 2 の制御部 2 0 に与えられる。第 1 の制御

信号  $V_{SW1}$  及び第 2 の制御信号  $V_{SW2}$  は、直流電源電圧  $V_{dc}$  の目標値  $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  よりも大きいか、或いは下限値  $V_{Lset}$  以下かの情報を第 2 の制御部 20' に与えるために用いられる。

### (3) 第 2 の制御部 20' の構成例

図 12 は第 2 の制御部 20' の構成例を示している。図 12 において、  
5  $S_{Pf}$  は高周波出力検出部 14 から得られる高周波出力検出信号、 $S_{Pfset}$  は高周波出力  $P_f$  の設定値  $P_{fset}$  を与える高周波出力設定信号、 $S_{P1set2}$  は、第 2 の損失設定値  $P_{1set2}$  を与える第 2 の損失設定信号、 $S_{Ploss}$  は損失演算部 18 により演算された損失演算値を示す損失演算値  
10 信号である。

図 12 に示した第 2 の制御部 20' においては、演算增幅器 IC101 と抵抗 R101 ないし R103 とにより、損失演算値信号  $S_{Ploss}$  の極性を  
15 プラスからマイナスに変換する極性反転回路 41 が構成され、演算增幅器 IC102 と抵抗 R104 ないし R107 と、ダイオード D101 及び D102 とにより、極性反転回路 41 の出力と、第 2 の損失設定信号  $S_{P1set2}$  を  
20 入力として、損失演算値信号  $S_{Ploss}$  の大きさが第 2 の損失設定信号  $S_{P1set2}$  の大きさに等しくなるように制御信号を出力する誤差增幅回路 42 が構成されている。

誤差增幅回路 42 の出力は、損失演算値信号  $S_{Ploss}$  の大きさが第 2  
25 の損失設定信号  $S_{P1set2}$  の大きさよりも小さいときに 0V となり、損失演算値信号  $S_{Ploss}$  の大きさが第 2 の損失設定信号  $S_{P1set2}$  の大きさを超えたときにプラスの電圧値を示す。

IC107 及び IC108 はそれぞれ第 1 及び第 2 のアナログスイッチで、これらのアナログスイッチはそれぞれの制御端子に高レベルの制御信号が与えられたときにオン状態になる。

目標直流電圧信号  $S_{Vdc}$  が下限電圧設定信号  $S_{VLset}$  以下のとき  
(增幅部 12 で生じる損失を第 1 の損失設定値  $P_{loss1}$  以下に制限する

ために必要な直流電源部 1 3 の出力電圧の目標値が直流電源部 1 3 の下限値  $V_{Lset}$  以下のとき）、即ち、第 1 の制御部 1 9' から与えられる第 1 の制御信号  $V_{SW1}$  及び第 2 の制御信号  $V_{SW2}$  がそれぞれ零レベル及び高レベルであるときに、第 1 のアナログスイッチ 1 0 7 がオン状態 5 になり、第 2 のアナログスイッチ I C 1 0 8 がオフ状態になる。

また、目標直流電圧信号  $S_{Vdc0}$  が下限電圧設定信号  $S_{VLset}$  よりも大きいとき（増幅部 1 2 で生じる損失を第 1 の損失設定値  $P_{loss1}$  以下に制限するために必要な直流電源部 1 3 の出力電圧  $V_{dc}$  の目標値  $V_{dcc}$  が直流電源部 1 3 の下限値  $V_{Lset}$  よりも大きいとき）、即ち、第 1 の制御部 1 9' から与えられる第 1 の制御信号  $V_{SW1}$  及び第 2 の制御信号 10  $V_{SW2}$  がそれぞれ高レベル及び零レベルであるときに、第 1 のアナログスイッチ 1 0 7 がオフ状態になり、第 2 のアナログスイッチ I C 1 0 8 がオン状態になる。

また、図 1 2 に示した第 2 の制御部 2 0' においては、演算増幅器 I 15 C 1 0 3 と抵抗  $R_{108}$  ないし  $R_{111}$  とにより、増幅部 1 2 から出力する高周波出力（進行波電力）の設定信号  $S_{Pfset}$  とアナログスイッチ I C 1 0 7 または I C 1 0 8 の出力とを入力として、高周波出力設定信号  $S_{Pfset}$  からアナログスイッチ I C 1 0 7 または I C 1 0 8 の出力信号を減算した信号を、目標高周波出力信号  $S_{Pfo}$  として出力する目標高周波出 20 力信号発生回路 4 3 が構成されている。

損失演算値信号  $S_{Ploss}$ （増幅部 1 2 で生じている損失）の大きさが第 2 の損失設定信号  $S_{P1set2}$  の大きさ以下であるときには、目標直流電圧信号  $S_{Vdc0}$  が下限電圧設定信号  $S_{VLset}$  以上になっていて、第 1 の制御部 1 9' から与えられる第 1 の制御信号  $V_{SW1}$  及び第 2 の制御信号  $V_{SW2}$  がそれぞれ高レベル及び零レベルになっているため、アナログスイッチ I C 1 0 8 がオン状態になり、I C 1 0 7 がオフ状態になる。このとき目標高周波出力信号発生回路 4 3 は、高周波出力設定信号 25

S P fset に等しい電圧信号を目標高周波出力信号 S P fo として出力する。

これに対し、損失演算値信号 S P loss の大きさが第 2 の損失設定信号 S P lset2 の大きさよりも大きいときには、目標直流電圧信号 S V dco が 5 下限電圧設定信号 S V Lset よりも低くなり、第 1 の制御部 1 9' から与えられる第 1 の制御信号 V S W 1 及び第 2 の制御信号 V S W 2 がそれぞれ零レベル及び高レベルになるため、第 1 のアナログスイッチ 1 0 7 がオン状態になり、第 2 のアナログスイッチ I C 1 0 8 がオフ状態になる。このとき目標高周波出力信号発生回路 4 3 は、高周波出力設定信号 S P 10 fset から誤差增幅回路 4 2 の出力を減算した信号を目標高周波出力信号 S P fo として出力する。

また、演算増幅器 I C 104 と、抵抗 R 112 ないし R 114 とにより、高周波出力検出部 1 4 から得られる高周波出力検出信号 S P f の極性をプラスからマイナスに反転する極性反転回路 4 4 が構成され、演算増幅器 I 15 C 105 及び I C 106 と、抵抗 R 115 ないし抵抗 R 121 とにより、目標高周波出力信号発生回路 4 3 の出力と極性反転回路 4 4 の出力とを入力として、高周波出力検出信号 S P f の大きさが目標高周波出力信号 S P fo の大きさに等しくなるように制御信号 V C T 2 を出力する誤差增幅回路 4 5 が構成されている。制御信号 V C T 2 の値は、目標高周波出力信号 S 20 P fo と高周波出力検出信号 S P f との偏差を零にするために増幅部 1 2 のアンプに入力する信号の大きさに乘じる係数に相当する値を有するもので、上記制御信号 V C T 2 を発振部 1 1 の出力に乘じるか、または増幅部 1 2 内のアンプの入力信号に乘じることにより、目標高周波出力信号 S P fo と高周波出力検出信号 S P f との偏差を零にするように増幅部 25 1 2 の出力を制御することができるようになっている。

上記のように第 2 の制御部 2 0' が構成される場合、図 6 に示された増幅部 1 2 は、例えば図 1 3 に示すように、出力制御部 1 2 A と、ドラ

イバアンプ 1 2 B と、パワーアンプ 1 2 C とにより構成され、第 2 の制御部 2 0' の誤差增幅回路 4 5 から得られる制御信号 V C T 2 が、発振部 1 1 の出力 V osc とともに出力制御部 1 2 A に入力される。

出力制御部 1 2 A は、乗算器、ダブルバランスドミキサまたはデュアルゲート F E T を使用したミキサ回路等からなっていて、発振部 1 1 が 5 出力する特定の周波数の信号 V osc と制御信号 V C T 2 とを掛け合わせることにより、目標高周波出力信号 S P fo と高周波出力検出信号 S P f との偏差を零にするようにドライバアンプ 1 2 B に入力する信号の大きさを調整する。このように制御信号により大きさが調整された信号がド 10 ライバアンプ 1 2 B により増幅され、ライバアンプ 1 2 B の出力がパワーアンプ 1 2 C により電力増幅されて、目標高周波出力信号 S P fo により与えられる目標値に等しい高周波出力として負荷 1 6 に供給される。

(4) 第 1 及び第 2 の制御部 1 9' , 2 0' を図 1 1 及び図 1 2 のよ うに構成した場合の動作

15 第 1 の制御部 1 9' 及び第 2 の制御部 2 0' をそれぞれ図 1 1 及び図 1 2 に示すように構成した場合の動作は次の通りである。

図 6 に示した損失演算部 1 8 が演算した損失演算値 P loss が第 1 の損失設定値 P lset1 以下であるときには、図 1 1 の第 1 の誤差增幅回路 3 1 の出力信号が 0 V であるため、減算回路 3 2 は、直流電圧設定信号 S 20 V dcset に等しい大きさの電圧信号を目標直流電圧信号 S V dc0 として出力する。このとき目標直流電圧信号 S V dc0 の大きさが直流電圧 V dc の下限電圧値設定信号 S V Lset よりも大きいとすると、直流電圧指示値信号出力回路 3 3 は、直流電圧設定信号 S V dcset に等しい電圧信号を直流電圧指示値信号 S V dc0 として出力し、誤差增幅回路 3 5 は、直流 25 電圧検出信号 S V dc の大きさが直流電圧設定信号 S V dcset の大きさに等しくなるように制御信号 V C T 1 を出力する。直流電源部 1 3 のインバータ制御部 2 4 は、この制御信号の大きさに応じて、コンバータ回路

25に与える交流電圧の平均値を調整するため、直流電源部13の出力電圧 $V_{dc}$ は、直流電圧設定信号 $S V_{dcset}$ により設定された電圧 $V_{dcc}$ に保持される。

また、損失演算部18が演算した損失演算値 $P_{loss}$ が第1の損失設定値 $P_{lset1}$ を超えたときには、図11の第1の誤差增幅回路31が、損失演算値信号 $S P_{loss}$ の大きさを第1の損失設定信号 $S P_{lset1}$ の大きさに等しくするように制御信号を出力する。減算回路32は、直流電圧設定信号 $S V_{dcset}$ から誤差增幅回路31が outputする制御信号を減算して得た電圧信号を、直流出力電圧 $V_{dc}$ の目標値 $V_{dcc}$ を与える目標直流電圧信号 $S V_{dco}$ として出力する。このとき目標直流電圧信号 $S V_{dco}$ の大きさが直流電圧 $V_{dc}$ の下限電圧値設定信号 $S V_{Lset}$ よりも大きいとすると、直流電圧指示値信号出力回路33は、目標直流電圧信号 $S V_{dco}$ に等しい電圧信号を直流電圧指示値信号 $S V_{dcc}$ として出力し、誤差增幅回路35は、直流電圧検出信号 $S V_{dc}$ の大きさを目標直流電圧信号 $S V_{dco}$ の大きさに等しくするように制御信号 $V_{CT1}$ を出力する。直流電源部13のインバータ制御部24は、この制御信号の大きさに応じて、コンバータ回路25に与える交流電圧の平均値を調整するため、直流電源部13の出力電圧 $V_{dc}$ は、直流電圧設定信号 $S V_{dcset}$ により設定された電圧よりも、誤差增幅回路31の出力に相当する電圧分だけ低い値に調整される。

このようにして損失演算部18により演算された損失値の増大に伴って、直流電源部13の出力電圧 $V_{dc}$ を低下させる制御を行った結果、直流電源部13の出力電圧 $V_{dc}$ が下限値 $V_{Lset}$ を下回ったときには、直流電圧指示値信号出力回路33が、下限電圧値設定信号 $S V_{Lset}$ を直流電圧指示値信号 $S V_{dcc}$ として出力するため、誤差增幅回路35によって、直流電源部13の出力電圧 $V_{dc}$ は下限電圧値設定信号 $S V_{Lset}$ により設定された下限値 $V_{Lset}$ に保たれる。

上記のように、図 1 1 に示した第 1 の制御部 1 9' は、損失演算値  $P_{loss}$  が第 1 の損失設定値  $P_{1set1}$  を超えないときに、直流電源部 1 3 の出力電圧  $V_{dc}$  を適値に設定された直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に保つように制御する。また、損失演算部 1 8 により演算された損失  $P_{loss}$  が第 1 の 5 損失設定値  $P_{1set1}$  を超えたときには、下限値  $V_{Lset}$  を下まわらない範囲で直流電源部 1 3 の出力電圧を低下させるように制御して増幅部 1 2 の出力を低下させ、損失演算値（増幅部で生じる損失）  $P_{loss}$  を減少させる。

また、図 1 2 に示した第 2 の制御部 2 0' においては、直流電源部 1 10 3 の出力の目標値  $V_{dc0}$  が直流電圧  $V_{dc}$  の下限値  $V_{Lset}$  よりも大きいときに、アナログスイッチ IC 108 がオン状態になり、アナログスイッチ IC 107 がオフ状態になるため、目標高周波出力信号発生回路 4 3 が、 15 高周波出力設定信号  $S_{Pfset}$  に等しい電圧信号を目標高周波出力信号  $S_{Pfo}$  として出力する。このとき誤差増幅回路 4 5 は、高周波出力設定信号  $S_{Pfset}$  に等しい目標高周波出力信号  $S_{Pfo}$  と高周波出力検出信号  $S_{Pf}$  との偏差を零にするために増幅部 1 2 のアンプの入力信号に乘じる係数値に相当する大きさの電圧信号を制御信号  $V_{CT2}$  として出力し、この制御信号により増幅部 1 2 の出力が調整されるため、増幅部 1 2 から負荷 1 6 に与えられる高周波出力  $P_f$  が高周波出力設定信号  $S_{Pfset}$  20 により設定された大きさに近づくように調整される。

これに対し、直流電源部 1 3 の出力の目標値  $V_{dc0}$  が下限値  $V_{Lset}$  以下になっているときには、アナログスイッチ IC 107 がオフ状態になり、アナログスイッチ IC 108 がオン状態になるため、目標高周波出力信号発生回路 4 3 は、高周波出力設定信号  $S_{Pfset}$  から誤差増幅回路 4 2 の 25 出力を減算した信号を目標高周波出力信号  $S_{Pfo}$  として出力する。これにより、増幅部 1 2 で生じる損失を第 2 の損失設定値  $P_{1set2}$  に制限するように高周波出力  $P_f$  の目標値  $P_{fo}$  が変更される。誤差増幅回路 4 5

は、この目標高周波出力信号  $S P f_0$  と高周波出力検出信号  $S P f$  との偏差を零にするために増幅部 1 2 のアンプの入力信号に乘じる係数値に相当する大きさの電圧信号を制御信号  $V C T_2$  として出力し、この制御信号により増幅部 1 2 の出力が調整されるため、増幅部 1 2 の出力は、該 5 増幅部 1 2 で生じる損失を第 2 の損失設定値  $P loss_2$  に等しくするよう に調整される。

上記のように、図 1 2 に示した第 2 の制御部  $2_0$  は、高周波出力検出部 1 4 により検出される増幅部 1 2 の高周波出力  $P f$  が高周波出力設定値  $P f set$  からはずれたときに、直流電源部 1 3 の出力電圧  $V dc$  が下限値 10  $V L set$  よりも大きければ、該高周波出力  $P f$  を高周波出力設定値  $P f set$  に戻すように増幅部 1 2 の出力を制御し、直流電源部 1 3 の出力電圧  $V dc$  が下限値  $V L set$  以下になったときには、損失演算値  $P loss$  を第 1 の損失設定値  $P 1 set_1$  に等しいか、または該第 1 の損失設定値  $P 1 set_1$  よりも僅かに大きい値に設定された第 2 の損失設定値  $P 1 set_2$  に等しくす 15 るように増幅部 1 2 の出力を制御する。

#### (5) 第 1 の制御部 $1_9$ 及び第 2 の制御部 $2_0$ の構成例

図 1 に示した高周波電源装置に設ける第 1 の制御部  $1_9$  は、図 1 1 に示した回路から比較回路 3 6 を取り除いた回路により構成することができる。

20 また、図 1 に示した高周波電源装置に設ける第 2 の制御部  $2_0$  は、図 1 2 に示した目標高周波出力信号発生回路 4 3 と、極性反転回路 4 4 と、誤差增幅回路 4 5 とにより構成することができる。

#### (6) 第 1 の制御部 $1_9$ の他の構成例

25 図 6 に示した第 1 の制御部  $1_9$  は、ソフトウェア的に構成することもできる。図 1 4 は、第 1 の制御部  $1_9$  を実現するために、コンピュータに実行させるプログラムのアルゴリズムを示したフローチャートである。図 1 4 において、 $V dc$  は直流電源部 1 3 の出力電圧（直流電源電

圧) を示し、 $V_{dcset}$  は直流電源部 1 3 の出力電圧  $V_{dc}$  の設定値 (直流電圧設定値) を示している。また、 $V_{Lset}$  は直流電源電圧  $V_{dc}$  の下限値の設定値を示し、 $P_{loss}$  は損失演算値を示している。更に  $P_{1set1}$  は第 1 の損失設定値、 $V_{dc1}$  は直流電源部 1 3 の通常時の出力電圧の初期値を示し、 $\Delta V$  は固定値である微小電圧設定値を示している。

図 1 4 のアルゴリズムによる場合には、先ずステップ 1 において直流電圧設定値  $V_{dcset}$  を初期値  $V_{dc1}$  として直流電源部 1 3 を起動させるための処理を行い、ステップ 2 において直流電源部 1 3 が直流電源電圧  $V_{dc}$  の出力を開始するのを待つ。直流電源電圧  $V_{dc}$  の出力が開始されたと判定されたときにステップ 3 に進んで直流電源電圧  $V_{dc}$  が直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に等しくなるのを待ち、直流電源電圧  $V_{dc}$  が直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に等しくなったと判定されたときにステップ 4 に進んで增幅部 1 2 が高周波出力の発生を開始するのを待つ。

ステップ 4 で高周波出力が開始されたと判定されたときに、ステップ 5 に進んで損失演算値  $P_{loss}$  と第 1 の損失設定値  $P_{1set1}$  とを比較する。最初は、損失演算値  $P_{loss}$  が第 1 の損失設定値  $P_{1set1}$  よりも小さいため、次いでステップ 6 に進んで直流電源電圧  $V_{dc}$  の設定値  $V_{dcset}$  の更新値  $A = V_{dcset} + \Delta V$  の演算を行い、ステップ 7 で直流電圧設定値  $V_{dcset}$  の更新値  $A$  が直流電圧設定値  $V_{dcset}$  の初期値  $V_{dc1}$  よりも高いか否かを判定する。起動時に最初にステップ 7 が実行されたときには、更新値  $A$  が初期値  $V_{dc1}$  よりも高いためステップ 8 に進む。ステップ 8 では初期値  $V_{dc1}$  を直流電圧設定値  $V_{dcset}$  として直流電源部 1 3 の出力電圧  $V_{dc}$  を直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に向けて上昇させるための処理を行う。その後ステップ 9 において直流電源部 1 3 の出力電圧  $V_{dc}$  が直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に等しくなるのを待ち、直流電源部 1 3 の出力電圧  $V_{dc}$  が直流電圧設定値  $V_{dcset}$  ( $= V_{dc1}$ ) に等しくなったと判定されたときにステップ 5 に戻って再度損失演算値  $P_{loss}$  と第 1 の損失設定値  $P_{1set1}$  とを比較する。

$P_{1set1}$  とを比較する。

ステップ 7において、直流電圧設定値  $V_{dcset}$  の更新値 A が初期値  $V_{dc1}$  以下であると判定されたときには、ステップ 10 に進んで更新値 A を直流電圧設定値  $V_{dcset}$  として直流電源部 13 の出力電圧  $V_{dc}$  を直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に向けて変化させる処理を行い、ステップ 9 で直流電源電圧  $V_{dc}$  が直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に等しくなるのを待つ。ステップ 9 で直流電源電圧  $V_{dc}$  が直流電圧設定値  $V_{dcset}$  ( $= V_{dc1}$ ) に等しくなったと判定されたときにステップ 5 に戻って再度損失演算値  $P_{loss}$  と第 1 の損失設定値  $P_{1set1}$  とを比較する。

10 ステップ 5において損失演算値  $P_{loss}$  を第 1 の損失設定値  $P_{1set1}$  と比較した結果、損失演算値  $P_{loss}$  が第 1 の損失設定値  $P_{1set1}$  を超えていると判定されたときには、ステップ 11 に進んで直流電圧設定値  $V_{dcset}$  の更新値  $A = V_{dcset} - \Delta V$  の演算を行った後ステップ 12 に進み、直流電圧設定値  $V_{dcset}$  の更新値 A が下限値の設定値  $V_{Lset}$  よりも低いか否かを判定する。その結果 A が下限値の設定値  $V_{Lset}$  よりも低いと判定されたときにはステップ 13 に進んで下限値の設定値  $V_{Lset}$  を直流電圧設定値  $V_{dcset}$  として直流電源部 13 の出力電圧  $V_{dc}$  を直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に向けて変化させる処理を行った後ステップ 9 に移行する。またステップ 12 で更新値 A が下限値  $V_{Lset}$  よりも高いと判定されたときにはステップ 14 に進んで更新値 A を直流電圧設定値  $V_{dcset}$  として、直流電源部 13 の出力電圧  $V_{dc}$  を設定値  $V_{dcset}$  に向けて変化させる処理を行った後ステップ 9 に移行する。ステップ 9 では直流電源電圧  $V_{dc}$  が直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に等しくなるのを待ち、直流電源電圧  $V_{dc}$  が直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に等しくなったときにステップ 5 に戻る。

25 ステップ 5において損失演算値  $P_{loss}$  を第 1 の損失設定値  $P_{1set1}$  と比較した結果、損失演算値  $P_{loss}$  が第 1 の損失設定値  $P_{1set1}$  に等しいと判定されたときには、直流電圧設定値の更新値 A の演算を行うことな

く、更新値 A が下限値 VLset よりも低いか否かの判定を行うステップ 1 2 に移行する。

図 1 4 のアルゴリズムによる場合、損失演算値 P loss が第 1 の損失設定値 P lset1 よりも低いときには、損失演算値 P loss が第 1 の損失設定値 P lset1 に等しくなるまで、ステップ 5, 6, 7, 8 及び 9 が繰り返されるため、直流電源部 1 3 の出力電圧 V dc は、損失演算値 P loss が第 1 の損失設定値 P lset1 に等しくなるまで上昇させられ、損失演算値 P loss が第 1 の損失設定値 P lset1 に等しくなったときにその上昇が止まる。また損失演算 P loss が第 1 の損失設定値 P lset1 を超えたときには、ステップ 5, 11, 12, 14 及び 9 が繰り返されるため、損失演算値 P loss が第 1 の損失設定値 P lset1 に等しくなるまで直流電源電圧 V dc が低下させられる。直流電源電圧 V dc が下限値の設定値 VLset よりも低くなったときには、ステップ 1 3 が実行されて、直流電源電圧 V dc が下限値 VLset に保持されるため、直流電源電圧 V dc が下限値 VLset よりも低くなつて增幅部 1 2 の動作が不安定になるのが防止される。

#### (7) 第 2 の制御部 20' の他の構成例

図 6 に示した第 1 の制御部 20' もソフトウェア的に構成することができる。図 1 5 は、第 2 の制御部 20' を実現するために、コンピュータに実行させるプログラムのアルゴリズムを示したフローチャートである。図 1 5において、P fset は、增幅部 1 2 が出力する高周波電力（進行波電力）の設定値であり、P f1 はキーボードなどを通して外部から与えられる高周波電力の設定入力値である。また、P f は高周波出力検出部 1 4 により検出される高周波電力出力値であり、V dc は直流出力検出部 1 7 により検出される直流電源電圧である。また、VLset は直流電源電圧 V dc の下限値、P loss は損失演算値、P lset2 は第 2 の損失設定値、 $\Delta P$  は固定値である微小なパワー設定値である。

図 1 5 のアルゴリズムによる場合には、ステップ 1 において直流電源電圧  $V_{dc}$  の出力が開始されたか否かの判定を行い、直流電源電圧  $V_{dc}$  の出力が開始されたときにステップ 2 に進んで高周波電力設定入力値  $P_{f1}$  を高周波電力設定値  $P_{fset}$  とする。次いでステップ 3 において增幅部 1 2 が高周波電力  $P_f$  の出力を開始したか否かを判定し、高周波電力  $P_f$  の出力が開始されたときにステップ 4 に移行する。ステップ 4 では、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  以下であるか否かを判定し、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  以下でない場合には、ステップ 5 に移行して高周波電力設定入力値  $P_{f1}$  を高周波電力設定値  $P_{fset}$  として增幅部 1 2 の出力を高周波電力設定値  $P_{fset}$  に等しくするための処理を行う。次いでステップ 6 において高周波電力出力値  $P_f$  が高周波電力設定値  $P_{fset}$  に等しくなるのを待ち、高周波電力出力値  $P_f$  が高周波電力設定値  $P_{fset}$  に等しくなったと判定されたときにステップ 4 に戻る。

ステップ 4 において、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  以下であると判定されたときには、ステップ 7 に移行して損失演算値  $P_{loss}$  を第 2 の損失設定値  $P_{1set2}$  と比較する。その結果、損失演算値  $P_{loss}$  が第 2 の損失設定値  $P_{1set2}$  よりも小さいと判定されたときには、ステップ 8 に移行して高周波電力設定値  $P_{fset}$  に微小パワー設定値  $\Delta P$  を加算したものの  $(P_{fset} + \Delta P)$  を新たな高周波出力設定値  $P_{fset}$  として增幅部 1 2 の出力を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に等しくするための処理を行った後、ステップ 7 に戻る。ステップ 7 及び 8 を繰り返した結果、ステップ 7 において、損失演算値  $P_{loss}$  が第 2 の損失設定値  $P_{1set2}$  に等しくなったと判定されたときにステップ 4 に戻る。

ステップ 7 において損失演算値  $P_{loss}$  が第 2 の損失設定値  $P_{1set2}$  よりも大きいと判定されたときには、ステップ 9 に移行して高周波電力設定値  $P_{fset}$  から微小パワー設定値  $\Delta P$  を減じたもの  $(P_{fset} - \Delta P)$  を新たな高周波電力設定値  $P_{fset}$  として增幅部 1 2 の出力を高周波電力設

定値  $P_{fset}$  に等しくするための処理を行った後ステップ 7 に戻る。ステップ 7 及びステップ 9 が繰り返されることにより、ステップ 7 で損失演算値  $P_{loss}$  が第 2 の損失設定値  $P_{lset2}$  に等しいと判定されたときにはステップ 4 に戻る。

5 上記のように、図 1 5 に示したアルゴリズムによる場合には、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{lset}$  よりも大きいときに増幅部 1 2 が出力する高周波電力  $P_f$  が高周波電力設定入力  $P_{f1}$  に等しくなるように増幅部 1 2 の高周波出力  $P_f$  が制御される。また直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{lset}$  以下のときには、損失演算値  $P_{loss}$  が第 2 の損失設定値  $P_{l2}$  に等しくなるように増幅部 1 2 の出力が制御される。  
10

上記の例では、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{lset}$  以上であるときに高周波出力検出部 1 4 により検出される増幅部 1 2 の高周波出力  $P_f$  を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に近づけるように増幅部 1 2 の高周波出力  $P_f$  を制御するようにしたが、増幅部 1 2 の高周波出力  $P_f$  を制御する代わりに発振部 1 1 の出力を制御するようにしてもよい。  
15

図 1 に示した実施形態では、直流電源部 1 3 から増幅部 1 2 に与えられる直流電力  $P_{dc}$  から進行波電力  $P_f$  を差し引いたものに反射波電力  $P_r$  を加えることにより増幅部 1 2 で生じた損失  $P_{loss}$  を演算して、演算された損失が損失設定値  $P_{lset}$  を超えたことが検出されたときに、直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させて損失を損失設定値  $P_{lset}$  まで減少させる制御を行うように第 1 の制御部 1 9 を構成している。このように構成すると、増幅部 1 2 の各半導体増幅素子を流れる電流を検出したり、各半導体増幅素子に印加される電圧を検出したりする必要がないため、コストの低減を図ることができるが、本発明はこのように増幅部 1 2 で生じる損失を演算する場合に限定されるものではなく、増幅部 1 2 を構成する半導体増幅素子で生じる損失を演算するように損失演算部 1 8 を構成して、損失演算部 1 8 により演算される損失が損失設定値  $P_{lset}$  を超えた  
20  
25

ことが検出されたときに、直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させて演算される損失を損失設定値  $P_{lset}$  まで減少させる制御を行うように第 1 の制御部 19 を構成してもよい。

增幅部 12 を構成する半導体増幅素子で生じる損失は、該半導体増幅素子に印加される電圧と該半導体増幅素子を流れる電流との積から求めることができる。例えば半導体増幅素子がMOSFET である場合には、そのドレインソース間の電圧  $V_{ds}$  及びドレイン電流  $I_d$  をそれぞれ検出する電圧検出器及び電流検出器を設けて、検出された  $V_{ds}$  と  $I_d$  の積  $V_{ds} \times I_d$  の演算を行うことにより、半導体素子で生じている損失を求めることができる。增幅部 12 が複数の半導体増幅素子により構成される場合には、すべての半導体増幅素子について損失を演算して演算された損失の内の最大のものを損失設定値  $P_{lset}$  まで減少させる制御を行わせるように第 1 の制御部 19 を構成してもよく、增幅部 12 を構成する半導体増幅素子の中から選択した少なくとも 1 つの半導体増幅素子で生じている損失を求めて、その損失を損失設定値  $P_{lset}$  まで減少させる制御を行わせるように第 1 の制御部 19 を構成してもよい。

このように、增幅部 12 を構成する半導体増幅素子で生じている損失自体を演算して、演算された損失が損失設定値  $P_{lset}$  を超えたことが検出されたときに、演算される損失を損失設定値  $P_{lset}$  まで減少させる制御を行うと、半導体増幅素子の保護をより的確に行わせることができる。

同様に、図 6 に示した実施形態においても、增幅部 12 を構成している半導体増幅素子で生じている損失を演算するように損失演算部 18 を構成することができる。

### [第 3 の実施形態]

上述した実施形態は、增幅部 12 の損失をパラメータとして発振部 1 または增幅部 12 を制御するようにしたが、增幅部 12 の増幅器に設けられている半導体増幅素子 FET a, FET b のジャンクション温度

をパラメータとして上述と同様の方法で発振部 1 1 または増幅部 1 2 を制御しても上述と同様の効果を得ることができる。

図 16 は、増幅部 1 2 の半導体増幅素子 F E T a , F E T b のジャンクション温度をパラメータとして発振部 1 1 若しくは増幅部 1 2 の出力 5 を制御する第 3 の実施形態のブロック図である。

同図は、図 1 において、増幅部 1 2 に設けられている半導体増幅素子 (この例では電界効果トランジスタ F E T a , F E T b ) と接触する部分の温度を検出する温度センサ 1 5 を追加するとともに、損失演算部 1 8 を、半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  を演算するジャンクション温度演算部 1 8' で置き換え、第 1 の制御部 1 9 に入力される損失 10 設定値  $P_{1set}$  をジャンクション温度設定値  $T_{jset}$  に変更したものである。

なお、第 1 の制御部 1 9 には、損失演算値  $P_{loss}$  に代えてジャンクション温度演算部 1 8' から半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  の 15 演算値が入力される。

ジャンクション温度演算部 1 8' は、温度センサ 1 5 により検出されたヒートシンクの温度 (ヒートシンクの半導体増幅素子が接触する部分の温度)  $T_h$  [°C] と、増幅部 1 2 に設けられている各半導体増幅素子の損失  $P_{loss1}$  [W] と、半導体増幅素子とヒートシンクとの間の熱抵抗  $R_{jh}$  [°C/W] とから下記の式により半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  を演算する。

$$T_j = T_h + P_{loss1} \times R_{jh} \dots (1)$$

ヒートシンクを空冷する場合には、ヒートシンクの周囲温度を  $T_{ha}$ 、ヒートシンクの熱抵抗を  $R_h$  とすると、下記の式により半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  を演算することもできる。

$$T_j = T_{ha} + P_{loss1} \times R_h + P_{loss1} \times R_{jh} \dots (2)$$

またヒートシンクを水冷する場合には、水温を  $T_w$  とすると、下記

の式により半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  を演算することができる。

$$T_j = T_w + P_{loss1} \times R_h + P_{loss1} \times R_{jh} \dots (3)$$

本実施形態では半導体増幅素子として FET を用いているが、バイ  
5 ポーラトランジスタや IGBT などの他の半導体増幅素子を用いる  
場合にも、上記の各式により半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  を演算することができる。

上記のように、半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  を演算するには、各半導体増幅素子の損失  $P_{loss1}$  を求める必要がある。各半  
10 導体増幅素子の損失  $P_{loss1}$  を求める方法には、下記の (a) の方法  
のように、直接  $P_{loss1}$  を求める方法と、下記の (b) または (c)  
の方法のように、増幅部の損失  $P_{loss}$  を求めてから損失  $P_{loss1}$  を求  
める方法とがある。

(a) 増幅部 1 2 に設けられている半導体増幅素子を流れる電流と半  
15 導体増幅素子の両端にかかる電圧とを掛け算し、積分して増幅部 1 2  
の電力損失を求める。

(b) 直流出力検出部 1 7 により検出された直流電力  $P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc}$  から高周波出力検出部 1 7 で検出した高周波有効出力電力（負荷  
20 で消費された電力）  $P_L = V_{out} \times I_{out} \times \cos \theta$  を引き算して増幅  
部 1 2 の電力損失  $P_{loss}$  を求め、半導体増幅素子 1 個当たりの損失  
 $P_{loss1}$ （平均値）を演算する。ここで  $\theta$  は、 $V_{out}$  と  $I_{out}$  との位相  
差である。

(c) 増幅部 1 2 に供給する直流電力  $P_{dc}$  から、高周波電源装置が  
出力する進行波電力  $P_f$  を引き算して求めた答えに電源に戻る反射波  
25 電力  $P_r$  を加算して電力損失  $P_{loss}$  ( $= P_{dc} - P_f + P_r$ ) を求め、半  
導体増幅素子 1 個当たりの損失  $P_{loss1}$ （平均値）を演算する。

上記のようにして求めた損失  $P_{loss1}$  を用いて、前記 (1) ないし

(3)式のいずれかにより各半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  を演算する。

なお、増幅部 12 が複数の半導体増幅素子により構成されていて、半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  が素子により大きく異なる  
5 おそれがある場合には、各半導体増幅素子を流れる電流と各半導体増幅素子に印加されている電圧とを掛け算することにより各半導体素子の電力損失を求めて、各半導体素子の損失から各半導体素子のジャンクション温度  $T_j$  を個別に演算し、演算されたジャンクション温度  $T_j$  のうちの最大値を、増幅部を構成する半導体増幅素子のジャンク  
10 ション温度  $T_j$  とするのが好ましい。

また、増幅部 12 を構成する複数の半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  が大きく異なる場合に、ジャンクション温度  $T_j$  が最も高くなる半導体増幅素子が予め分かっている場合には、その半導体増幅素子を流れる電流とその半導体増幅素子に印加される電圧とからその半導体増幅素子の損失を演算して、この損失から前記(1)式ないし(3)式のいずれかを用いて求めたジャンクション温度  $T_j$  を、増幅部 12 の半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  とするようにしてもよい。

第 1 の制御部 19 は、ジャンクション温度演算部 18' により演算  
20 されたジャンクション温度演算値  $T_j$  と、直流出力検出部 17 により検出された直流電源電圧  $V_{dc}$  と、ジャンクション温度設定値  $T_{jset}$  とを入力として、ジャンクション温度演算部 18' により演算されたジャンクション温度演算値  $T_j$  が予め設定されたジャンクション温度設定値  $T_{jset}$  を超えたときにジャンクション温度演算値  $T_j$  がジャンクション温度設定値  $T_{jset}$  に等しくなるまで直流電源部 13 から増幅部 12 に供給する直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させる制御を行い、ジャンクション温度演算値  $T_j$  がジャンクション温度設定値  $T_{jset}$

以下のときには直流電源部 1 3 から增幅部 1 2 に供給する直流電源電圧  $V_{dc}$  を適值に設定された直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に保つ制御を行う。

また、第 2 の制御部 2 0 は、図 1 に示した高周波電源装置の場合と同 5 様に、高周波出力検出部 1 4 により検出された高周波出力  $P_f$  と、高周波出力設定値  $P_{fset}$  とを入力として、増幅部 1 2 から負荷 1 6 に供給される高周波出力を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に近づけるように発振部 1 1 または増幅部 1 2 の出力を制御する。

図 1 6 に示した高周波電源装置においては、増幅部 1 2 の半導体增幅素子のジャンクション温度演算値  $T_j$  がジャンクション温度設定値  $T_{jset}$  を超えると、第 1 の制御部 1 9 が直流電源部 1 3 から増幅部 1 2 に与えられる直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させるように制御するため、増幅部 1 2 の出力が低下し、増幅部 1 2 の半導体增幅素子で生じる損失が減少して、該半導体增幅素子のジャンクション温度  $T_j$  が低下していく。このとき第 2 の制御部 2 0 は、増幅部 1 2 から負荷 1 6 に与える高周波出力（進行波電力または有効電力） $P_f$  を高周波出力設定値（進行波電力の設定値または有効電力の設定値） $P_{fset}$  に近づけるように発振部 1 1 または増幅部 1 2 を制御して、増幅部 1 2 の出力を増加させるため、増幅部 1 2 の出力の低下が抑えられる。第 2 の制御部 2 0 が増幅部 1 2 の出力を増加させると、増幅部 1 2 で生じる損失が増加して半導体增幅素子のジャンクション温度  $T_j$  が上昇しようとするが、第 1 の制御部 1 9 がこの損失の増加を抑えて、半導体增幅素子のジャンクション温度  $T_j$  をジャンクション温度設定値  $T_{jset}$  に保つ。

直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させて半導体增幅素子のジャンクション温度  $T_j$  をジャンクション温度設定値  $T_{jset}$  に保つ第 1 の制御部 1 9 による制御と、増幅部 1 2 の出力を増加させる第 2 の制御部 2 0 によ

る制御とがバランスしたところで、第1の制御部19及び第2の制御部20による制御動作が止り、高周波出力Pfが安定する。

このように、第3の実施形態では、増幅部12の半導体増幅素子のジャンクション温度演算値Tjがジャンクション温度設定値Tjsetを超えたことが検出されたときに、直流電源電圧Vdcを低下させて半導体増幅素子のジャンクション温度Tjをジャンクション温度設定値Tjsetまで減少させる制御を行うと同時に、高周波出力Pfを高周波出力設定値Pfsetに向けて上昇させる制御を行うので、増幅部12で大きな損失が生じる負荷が接続されたときに、該増幅部12の半導体増幅素子のジャンクション温度Tjをジャンクション温度設定値Tjsetに抑えつつ負荷16に供給し得る高周波電力（進行波電力または有効電力）を従来よりも大きくすることができる。

また、増幅部12の半導体増幅素子のジャンクション温度Tjは常にジャンクション温度設定値Tjsetに制限されるため、増幅部12の半導体増幅素子が破損するのを防ぐことができる。

上述したように、表1、表2は、電界効果トランジスタFETa、FETbの損失の許容値を300Wに設定した場合のシミュレーション結果を示したものであるが、電界効果トランジスタFETa、FETbのジャンクション温度の許容温度を150°Cに設定した場合のシミュレーション結果をも示している。

従って、表1と表2を比較すれば明らかに、第3の実施形態においても、負荷インピーダンスが16.2-j47.3Ω, 9.7-j20Ω, 8.3Ω, 9.7+j20Ω, 16.2+j47.3Ω, 49+j101Ωのときに330[W], 550[W], 410[W], 360[W], 234[W]及び360[W]の高周波出力を得ることができ、高周波出力を従来よりも大幅に増加させることができる。

また、第3の実施形態においても、9.7-j20Ωの負荷を接続し

たときの電界効果トランジスタ F E T a のドレイン電圧  $V_{ds}$ 、ドレイン電流  $I_d$ 、増幅器の出力電圧  $V_{out}$ 、出力電流  $I_{out}$ 、及び F E T a の損失  $V_{ds} \times I_d$  をシミュレーションした場合、図 4 に示したシミュレーション結果と同様の波形図を得ることができる。従って、第 3 の実施形態 5 においても、第 1 の実施形態における図 4 と図 5 との比較結果と同様の効果、すわなち、高周波出力 ( $I_{out} \times V_{out}$ ) を従来の高周波電源装置よりも大幅に増加することができるという効果を得ることができる。

#### [第 4 の実施形態]

図 17 は、増幅部 12 の半導体増幅素子 F E T a, F E T b のジャンクション温度をパラメータとして、発振部 11 若しくは増幅部 12 の出力 10 を第 2 の実施形態と同様の方法で制御する第 4 の実施形態のブロック図である。

同図は、図 6において、増幅部 12 に設けられている半導体増幅素子 (この例では電界効果トランジスタ F E T a, F E T b) と接触する部分 15 の温度を検出する温度センサ 15 を追加するとともに、損失演算部 18 を、半導体増幅素子のジャンクション温度を演算するジャンクション温度演算部 18' で置き換え、第 1 の制御部 19 に入力される第 1 の損失設定値  $P_{1set1}$  を第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  に変更し、第 2 の制御部 20 に入力される第 2 の損失設定値  $P_{1set2}$  を第 2 のジャンクション温度設定値  $T_{j2set}$  に変更したものである。 20

なお、第 1 の制御部 19 と第 2 の制御部 20 には、損失演算値  $P_{loss}$  に代えてジャンクション温度演算部 18' から半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  の演算値が入力される。

図 17 に示す高周波電源装置では、第 1 の制御部 19' は、ジャンクション温度演算部により演算されたジャンクション温度演算値  $T_j$  が予め設定された第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  以下のときに直流電源部 13 から増幅部 12 に供給される直流電源電圧  $V_{dc}$  25

を適值に設定された直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に保つ制御を行い、ジャンクション温度演算値  $T_j$  が第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  を超えているときにはジャンクション温度演算値  $T_j$  を第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  に等しくするべく、直流電源部 1 3 の出力電圧  $V_{dc}$  を予め定めた下限値  $V_{Lset}$  を下回らない範囲で低下させる制御を行うように構成される。  
5

また、第 2 の制御部 2 0' は、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  よりも大きいときには高周波出力検出部 1 4 により検出される增幅部 1 2 の高周波出力  $P_f$  を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に近づけるように発振部 1 1 または增幅部 1 2 の出力を制御し、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  以下になったときには、ジャンクション温度演算値  $T_j$  を第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  に等しいかまたは第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  よりも僅かに高い値に設定された第 2 のジャンクション温度設定値  $T_{j2set}$  に等しくするように発振部 1 1 または增幅部 1 2 の出力を制御するように構成される。  
10  
15

第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  及び第 2 のジャンクション温度設定値  $T_{j2set}$  ( $\geq T_{j1set}$ ) は、增幅部 1 2 を構成する半導体增幅素子のジャンクション温度  $T_j$  の最大許容値以下に設定される。その他の点は第 3 の実施形態と同様である。

第 4 の実施形態においては、ジャンクション温度演算値  $T_j$  が第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  を超えていないときには、第 1 の制御部 1 9' が、直流電源部 1 3 の出力電圧  $V_{dc}$  を適值に設定された直流電圧設定値  $V_{dcset}$  に保つように制御する。また、ジャンクション温度演算部 1 8' により演算されたジャンクション温度演算値  $T_j$  が第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  を超えたときには、第 1 の制御部 1 9' が下限値  $V_{Lset}$  を下まわらない範囲で直流電源部 1 3 の出力電圧  $V_{dc}$  を低下させるように制御して增幅部 1 2 の出  
20  
25

力を低下させ、ジャンクション温度演算値  $T_j$  を減少させる。

第 2 の制御部 20' は、直流電源部 13 の出力電圧（直流電源電圧） $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  よりも大きいときに、高周波出力検出部 14 により検出される增幅部 12 の高周波出力  $P_f$  を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に近づけるように発振部 11 または增幅部 12 の出力を制御し、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  以下になったときに、ジャンクション温度演算値  $T_j$  を第 2 のジャンクション温度設定値  $T_{j2set}$  に等しくするように発振部 11 または增幅部 12 の出力を制御する。

上記のように、第 4 の実施形態では、半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  が第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  を超えたときに、第 1 の制御部 19' が直流電源部 13 の出力電圧  $V_{dc}$  を下限値  $V_{Lset}$  を下まわらない範囲で低下させて增幅部 12 の出力を低下させるように制御するので、增幅部 12 の安定な動作を損なうことなく、半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  を第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  に抑制する制御を行わせることができる。

また、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  よりも大きいときには、第 2 の制御部 20' が高周波出力  $P_f$  を高周波出力設定値  $P_{fset}$  に近づけるように制御するため、增幅部 12 で大きな損失が生じる負荷 16 が接続されたときに、半導体増幅素子のジャンクション温度  $T_j$  を第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  に抑えつつ負荷 16 に供給し得る高周波電力（進行波電力または有効電力） $P_f$  を従来よりも大きくすることができる。

更に、直流電源電圧  $V_{dc}$  が下限値  $V_{Lset}$  以下になろうとしたときには、第 2 の制御部 20' がジャンクション温度演算値  $T_j$  を、第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  に等しいか、または該第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  よりも僅かに大きく設定された第 2 のジャンクション温度設定値  $T_{j2set}$  に等しくするように発振部 11

または増幅部 1 2 の出力を制御して、第 1 の制御部 1 9' による直流電源電圧  $V_{dc}$  の制御（直流電源電圧  $V_{dc}$  を低下させる制御）を停止させるため、直流電源部 1 3 の出力が下限値  $V_{Lset}$  を下回って、増幅部 1 2 の動作が不安定になるのを防ぐことができる。

5 第 3, 4 の実施形態においても、直流電源部 1 3 の具体的な回路構成として上述した図 7～図 10 に示した回路構成を適用することができる。

また、4 の実施形態における第 1 の制御部 1 9' の具体的な回路構成として、図 11 に示した回路構成を適用することができる。

10 図 18 は、第 4 の実施形態における第 1 の制御部 1 9' をハードウェア回路で実現する場合の回路構成を示した回路図であるが、図 11 に示した回路構成とは、第 1 の誤差増幅回路 3 1 に入力される第 1 の損失設定信号  $S_{P1set1}$  に代えて第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  を与える第 1 のジャンクション温度設定信号（電圧信号） $S_{T_{j1set}}$  が入力され、極性反転回路 3 0 に入力される損失演算値信号  $S_{Ploss}$  に代えてジャンクション温度演算部 1 8' により演算されたジャンクション温度設定値  $T_j$  を与えるジャンクション温度演算値信号  $S_{T_j}$  が入力される点が異なる。

また、4 の実施形態における第 2 の制御部 2 0' の具体的な回路構成として、図 19 に示した回路構成を適用することができる。

図 19 は、第 4 の実施形態における第 2 の制御部 2 0' をハードウェア回路で実現する場合の回路構成を示した回路図であるが、図 12 に示した回路構成とは、誤差増幅回路 4 2 に入力される第 2 の損失設定信号  $S_{P1set2}$  に代えて第 2 のジャンクション温度設定値  $T_{j2set}$  を与える第 2 のジャンクション温度設定信号（電圧信号） $S_{T_{j2set}}$  が入力され、極性反転回路 4 1 に入力される損失演算値信号  $S_{Ploss}$  に代えてジャンクション温度演算部 1 8' により演算されたジャン

クション温度設定値  $T_j$  を与えるジャンクション温度演算値信号  $S_{Tj}$  が入力される点が異なる。

図 18, 図 19 に示す回路構成の動作は、(4) 第 1 及び第 2 の制御部  $19'$ ,  $20'$  を図 11 及び図 12 のように構成した場合の動作の欄における動作説明において、第 1 の損失設定信号  $S_{P1set1}$ 、第 2 の損失設定信号  $S_{P1set2}$  及び損失演算値信号  $S_{Ploss}$  をそれぞれ第 1 のジャンクション温度設定信号  $S_{Tj1set}$ 、第 2 のジャンクション温度設定信号  $S_{Tj2set}$ 、ジャンクション温度演算値信号  $S_{Tj}$  に置き換えたものとなるから、ここでは動作説明は省略する。

なお、第 3 の実施形態における第 1 の制御部  $19'$  の具体的な回路構成としては、図 18 に示した回路から比較回路 36 を取り除いた回路により構成することができる。また、第 3 の実施形態における第 2 の制御部  $20'$  の具体的な回路構成としては、図 19 に示した目標高周波出力信号発生回路 43、極性反転回路 44 及び差動增幅回路 45 により構成することができる。

第 4 の実施形態に係る第 1 の制御部  $19'$  をソフトウェア的に構成する場合は、図 14 に示したフローチャートを応用することができる。

図 20 は、第 4 の実施形態に係る高周波電源装置の第 1 の制御部をソフトウェア的に実現する場合にコンピュータに実行させるプログラムのアルゴリズムを示すフローチャートであるが、図 14 に示したフローチャートとは、ステップ S5 における損失演算値  $Ploss$  と第 1 の損失設定値  $P1set1$  との比較判別処理がジャンクション温度演算値  $T_j$  と第 1 のジャンクション温度設定値  $Tj1set$  との比較判別処理に置き換えられる点のみが異なる。

図 20 に示すフローチャートの処理手順の内容は、(6) 第 1 の制御部  $19'$  の他の構成例の欄における図 14 に示すフローチャート

の処理手順の内容において、ステップ S 5 の処理をジャンクション温度演算値  $T_j$  と第 1 のジャンクション温度設定値  $T_{j1set}$  との比較判別処理に置き換えたものとなるから、ここでは動作説明は省略する。

また、第 4 の実施形態に係る第 2 の制御部  $20'$  をソフトウェア的に構成する場合は、図 1 5 に示したフローチャートを応用することができる。

図 2 1 は、第 4 の実施形態に係る高周波電源装置の第 2 の制御部をソフトウェア的に実現する場合にコンピュータに実行させるプログラムのアルゴリズムを示すフローチャートであるが、図 1 5 に示したフローチャートとは、ステップ S 7 における損失演算値  $P_{loss}$  と第 2 の損失設定値  $P_{1set2}$  との比較判別処理がジャンクション温度演算値  $T_j$  と第 2 のジャンクション温度設定値  $T_{j2set}$  との比較判別処理に置き換えられる点のみが異なる。

図 2 1 に示すフローチャートの処理手順の内容は、(7) 第 2 の制御部  $20'$  の他の構成例の欄における図 1 5 に示すフローチャートの処理手順の内容において、ステップ S 7 の処理をジャンクション温度演算値  $T_j$  と第 2 のジャンクション温度設定値  $T_{j2set}$  との比較判別処理に置き換えたものとなるから、ここでは動作説明は省略する。

表 1

Vdc [V]	負荷の反射係数		負荷インピーダンス [Ω]	進行波 電力 [W]	反射波 電力 [W]	FET の 損失 [W]	周囲温度 [°C]	FET 接触面のヒートシンク 温度 [°C]	FET のジャンク ショット温度 [°C]
	大きさ	位相 [度]							
200	0.714	0	300	420	210	210	45	76.5	118.5
200	0.714	-45	49-j101	480	240	230	45	79.5	125.5
150	0.714	-90	16.2-j47.3	330	165	300	45	90	150
110	0.714	-135	9.7-j20	550	275	300	45	90	150
100	0.714	-180	8.3	410	205	300	45	90	150
110	0.714	-225	9.7+j20	360	180	300	45	90	150
150	0.714	-270	16.2+j47.3	234	117	300	45	90	150
180	0.714	-315	49+j101	360	180	300	45	90	150

表2

## 請　求　の　範　囲

1. 高周波信号を出力する発振部と、前記発振部の出力を増幅して負荷に高周波出力を供給する増幅部と、前記増幅部に直流電源電圧を供給する直流電源部とを備えた高周波電源装置において、
  - 5 前記増幅部で生じている損失を演算する損失演算部と、前記損失演算部により演算された損失演算値が予め設定された損失設定値を超えたときに前記損失演算値が前記損失設定値に等しくなるまで前記直流電源部から前記増幅部に供給する直流電源電圧を低下させる制御を行い、前記損失演算値が前記損失設定値以下のときには前記直流電源部から前記増幅部に供給する直流電源電圧を適值に設定された直流電圧設定値に保つ制御を行う第1の制御部と、
    - 10 前記増幅部から負荷に供給される高周波出力を高周波出力設定値に近づけるように前記発振部または増幅部の出力を制御する第2の制御部と、    - 15 を備えたことを特徴とする、高周波電源装置。
2. 前記損失設定値は、前記増幅部で生じる発熱が許容範囲の上限に達するときに該増幅部で生じる許容最大損失以下に設定されている、請求項1に記載の高周波電源装置。
3. 前記損失演算部は、前記増幅部を構成している半導体素子で生じている損失を演算するものである、請求項1に記載の高周波電源装置。
  - 20
4. 前記損失設定値は、前記増幅部を構成する半導体素子で生じる発熱が許容範囲の上限に達するときに該半導体素子で生じる許容最大損失以下に設定されている、請求項3に記載の高周波電源装置。
5. 前記第1の制御部は、前記損失演算部により演算された損失演算値が予め設定された第1の損失設定値を超えたときには、前記損失演算値を前記第1の損失設定値に等しくするべく、前記直流電源部の出力電圧を予め定めた下限値を下回らない範囲で低下させる制御を行い、前記
  - 25

損失演算値が前記第1の損失設定値以下のときには、前記直流電源部から增幅部に供給される直流電源電圧を適值に設定された直流電圧設定値に保つ制御を行い、

前記第2の制御部は、前記直流電源電圧が前記下限値よりも大きいときには、前記增幅部から前記負荷に供給される高周波出力を高周波出力設定値に近づけるように前記発振部または前記增幅部の出力を制御し、前記直流電源電圧が前記下限値以下のときには、前記損失演算値を前記第1の損失設定値に等しいかまたは前記第1の損失設定値よりも僅かに大きい値に設定された第2の損失設定値に等しくするように前記発振部または前記增幅部の出力を制御する、請求項1に記載の高周波電源装置。

6. 前記第1の損失設定値及び第2の損失設定値は、前記增幅部で生じる発熱が許容範囲の上限に達するときに該增幅部で生じる許容最大損失以下に設定されている、請求項5に記載の高周波電源装置。

7. 前記損失演算部は、前記增幅部を構成している半導体素子で生じている損失を演算するものである、請求項5に記載の高周波電源装置。

8. 前記第1の損失設定値及び第2の損失設定値は、前記增幅部を構成する半導体素子で生じる発熱が許容範囲の上限に達するときに該半導体素子で生じる許容最大損失以下に設定されている、請求項7に記載の高周波電源装置。

20 9. 高周波信号を出力する発振部と、前記発振部の出力を增幅して負荷に高周波出力を供給する增幅部と、前記增幅部に直流電源電圧を供給する直流電源部とを備えた高周波電源装置において、

前記增幅部に設けられている半導体增幅素子のジャンクション温度を演算するジャンクション温度演算部と、

25 前記ジャンクション温度演算部により演算されたジャンクション温度演算値が予め設定されたジャンクション温度設定値を超えたときに前記ジャンクション温度演算値が前記ジャンクション温度設定

値に等しくなるまで前記直流電源部から前記增幅部に供給する直流電源電圧を低下させる制御を行い、前記ジャンクション温度演算値が前記ジャンクション温度設定値以下のときには前記直流電源部から前記增幅部に供給する直流電源電圧を適値に設定された直流電圧設定値に保つ制御を行う第1の制御部と、

前記增幅部から負荷に供給される高周波出力を高周波出力設定値に近づけるように前記発振部または增幅部の出力を制御する第2の制御部と、

を備えたことを特徴とする、高周波電源装置。

10 10. 前記ジャンクション温度設定値は、前記半導体增幅素子のジャンクション温度の許容最大値以下に設定されている、請求項9に記載の高周波電源装置。

11. 前記第1の制御部は、前記ジャンクション温度演算部により演算されたジャンクション温度演算値が予め設定された第1のジャンクション温度設定値を超えたときには、前記ジャンクション温度演算値を前記第1のジャンクション温度設定値に等しくするべく、前記直流電源部の出力電圧を予め定めた下限値を下回らない範囲で低下させる制御を行い、前記ジャンクション温度演算値が前記第1のジャンクション温度設定値以下のときには、前記直流電源部から增幅部に供給される直流電源電圧を適値に設定された直流電圧設定値に保つ制御を行い、

前記第2の制御部は、前記直流電源電圧が前記下限値よりも大きいときには、前記增幅部から前記負荷に供給される高周波出力を高周波出力設定値に近づけるように前記発振部または前記增幅部の出力を制御し、前記直流電源電圧が前記下限値以下のときには、前記ジャンクション温度演算値を前記第1のジャンクション温度設定値に等しいかまたは前記第1のジャンクション温度設定値よりも僅かに高い

値に設定された第 2 の ジャンクション 温度 設定 値に 等しく する よう に 前記 発振 部 または 前記 增幅 部 の 出力 を 制御 する 、 請求 項 9 に 記載 の 高周波 電源 装置 。

12. 前記 第 1 の ジャンクション 温度 設定 値 及び 第 2 の ジャンクシ  
5 ョン 温度 設定 値 は 、 前記 半導体 增幅 素子 の ジャンクション 温度 の 許容 最大 値 以下 に 設定 さ れて いる 、 請求 項 11 に 記載 の 高周波 電源 装置 。

13. 前記 直流 電圧 設定 値 は 、 前記 高周波 出力 の 波形 を 歪ませ ない 範囲 で 前記 增幅 部 の 効率 を 最大 に する 値 に 設定 さ れて いる 、 請求 項 1 ないし 12 の い ずれか に 記載 の 高周波 電源 装置 。

## 要 約 書

本発明は、高周波信号を出力する発振部（11）、発振部（11）の出力を増幅して負荷に高周波出力を供給する増幅部（12）および増幅部（11）に直流電源電圧を供給する直流電源部（13）を備えた高周波電源装置に関する。高周波電源装置は、増幅部（11）で生じている損失を演算する損失演算部（18）と、直流電源部（13）の出力を制御する第1の制御部（19）と、発振部（11）または増幅部（12）の出力を制御する第2の制御部（20）を備え、直流電源部（13）は、損失演算部（18）により演算された損失演算値が予め設定された損失設定値を超えると、第1の制御部（19）により損失演算値が損失設定値に等しくなるように出力電圧値を低下させる制御が行われ、損失演算値が損失設定値以下になると、第1の制御部（19）により出力電圧値が適值に設定された直流電圧設定値を保つように制御され、発振部（11）または増幅部（12）の出力は、第2の制御部（20）により増幅部（13）から負荷に供給される高周波出力が高周波出力設定値に近づくように制御される。